МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА

П.А. ПОПОВ

РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ



МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 550

П. А. ПОПОВ

РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

Издание второе, переработанное и дополненное



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1964 ЛЕНИНГРАД

УДК 621.375.445
П58

Излагается метод расчета транзисторных усилителей звуковой частоты, основанный на представлении транзистора в виде распределителя тока. Рассмотрены схемы включения транзистора, вопросы согласования каскадов, расчет выходного каскада, цепей обратной связи и схем температурной стабилизации рабочей точки. Все основные положения сопровождаются примерами расчета.

Предназначена для подготовленных радиолюбителей.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Эта книга предназначена для читателей, которые впервые встречаются с задачей инженерного расчета транзисторного усилителя. Такие читатели, как правило, интересуются не только готовыми расчетными формулами и рекомендациями, но и хотят уяснить принципы работы и основные свойства транзисторной схемы, чтобы творчески подходить к анализу готовых схем и конструированию новых.

Надежды и ожидания этой категории читателей заставляют автора особенно серьезно подойти к выбору методики изложения. Как показывают опыт и отклики читателей на первое издание книги, изложение целесообразно вести, рассматривая транзистор как распределитель тока. Такое представление соответствует физическим процессам, составляющим основу работы транзистора. Логическим развитием этого представления является понятие о динамических коэффициентах усиления тока транзистора, которое дает возможность получить наиболее наглядное и компактное математическое описание свойств отдельного транзисторного усилительного каскада и многокаскадного усилителя.

В книге подробно рассмотрен расчет транзисторного усилителя по динамическим параметрам. Отдельные главы посвящены вопросам установки и стабилизации рабочей точки, расчету мощного усилительного каскада и цепей обратной связи. Все основные положения проиллюстрированы примерами расчета, которые читателю рекомендуется проделать самостоятельно, проверяя правильность решения по книге.

П. Попов

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие 3
Глава первая. **Схемы включения транзистора** 5
1. Транзистор как распределитель тока 5
2. Эквивалентная схема транзистора 7
3. Схема с общей базой 10
4. Схема с общим эмиттером 14
5. Схема с общим коллектором 20
6. Замечания о методике расчета 22
Глава вторая. **Установка и стабилизация рабочей точки транзисторов** 23
7. Обратный ток коллектора и токи в электродах транзистора 23
8. Температурная стабилизация рабочей точки 28
9. Эффективность стабилизации 30
10. Схема стабилизации с делителем напряжения 32
11. Влияние сопротивления фильтра 34
12. Некоторые вопросы расчета 35
Глава третья. **Расчет многокаскадных схем** 36
13. Реостатно-емкостная связь (усилитель на сопротивлениях) 36
14. Особенности работы на верхних частотах 44
15. Электрическое согласование генератора с нагрузкой . . 48
16. Трансформаторная связь каскадов 50
17. Особенности согласования транзисторных каскадов . . 52
Глава четвертая. **Расчет выходного каскада (мощного усилителя)** 55
18. Однотактный выходной каскад 55
19. Нелинейные искажения в мощном усилительном каскаде 65
20. Двухтактный выходной каскад 69
21. Фазоинверсный каскад 79
22. Составление блок-схемы усилителя 81
Глава пятая. **Основы расчета цепей обратной связи** . 82
23. Обратная связь в транзисторных схемах 82
24. Возвратная разность и ее применение при расчете схем с обратной связью 84
25. Последовательная обратная связь 88
26. Параллельная обратная связь 89
Приложение. **Определение параметров схемы замещения транзистора** 92

ГЛАВА ПЕРВАЯ

СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА

1. ТРАНЗИСТОР КАК РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬ ТОКА

Внешнее сходство схем, построенных на вакуумных и полупроводниковых триодах (транзисторах), часто служит поводом для проведения аналогий между обоими усилительными приборами и их свойствами. Однако в действительности принципы действия и свойства этих приборов различны. Поэтому лучше всего с самого начала усвоить и отчетливо представлять себе специфику работы транзистора.

Коренное отличие транзистора от лампы становится ясно из следующего воображаемого опыта. Соберем изображенную на рис. 1,*а* схему из двух полупроводниковых диодов $Д_1$ и $Д_2$, сопротивлений R_1 и R_2 (по 1—3 *ком*) и батарей $Б_1$ и $Б_2$. Легко убедиться, что при выбранной полярности батарей первый диод включен в направлении пропускания, и в цепи, образованной этим диодом и батареей $Б_1$, протекает более или менее значительный ток I_1. Второй диод включен в направлении непропускания, и ток I_2 в цепи $Д_2$, $Б_2$ (обратный ток диода $Д_2$) имеет значительно меньшую величину, чем ток I_1. Ток I_3 в проводнике, соединенном с общей точкой батарей, равен разности токов I_1 и I_2:

$$I_3=I_1-I_2\approx I_1.$$

Если теперь заменить проводник, соединяющий области с проводимостью типа *n* обоих диодов, длинным полупроводниковым стержнем, также имеющим проводимость *n* (рис. 1,*б*), то токи в ветвях схемы практически не изменятся.

Начнем постепенно уменьшать длину стержня. Когда она будет составлять всего несколько микрон, т. е. когда стержень превратится в тонкий слой с проводимостью *n*, разделяющий две области с проводимостью *p*, мы столкнемся с замечательным явлением: ток I_3 в общем проводе резко уменьшится, а ток I_2 возрастет на такую же величину и станет почти равен току I_1.

Количественное изменение (длины) стержня привело к качественному изменению распределения тока в ветвях схемы. Из двух полупроводниковых диодов (*n-p* переходов) мы получили полупроводниковый триод — транзистор, в котором левый *n-p* переход

играет роль эмиттерного, а правый — коллекторного перехода. Слой с проводимостью n является базой.

Резкое увеличение тока в цепи правого диода объясняется следующим образом. В рассматриваемой схеме электрическое поле в слое полупроводника с проводимостью n практически отсутствует (э. д. с. первой батареи почти полностью падает на сопротивлении R_1, а э. д. с. второй — на включенном в направлении непропускания n-p переходе диода $Д_2$). Поэтому носители заряда (дырки), попадая из левой области p в область n, перемещаются в ней не под действием электрического поля, а по закону диффузии в направлении от зоны с высокой их концентрацией к зоне с малой концентрацией. Основная часть их достигает правого n-p перехода, увлекается его ускоряющим электрическим полем и образует ток I_2. И лишь незначительная часть дырок не попадает на коллектор, а как бы ответвляется в цепь базы (рекомбинирует с электронами в области n), образуя ток I_3.

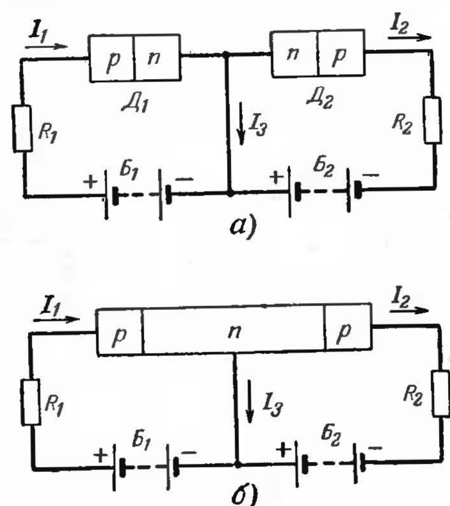


Рис. 1. К объяснению принципа действия транзистора.

Соотношение между токами I_2 и I_3 почти не зависит от напряжения на коллекторном n-p переходе и от величины сопротивления R_2.

Таким образом, транзистор является устройством, которое р а с п р е д е л я е т ток, протекающий в одном из электродов (в эмиттере), между двумя другими электродами (коллектором и базой) не обратно пропорционально сопротивлениям ветвей, подключенных к этим электродам, а в строго определенном соотношении. Это соотношение определяется законами диффузии и в конечном счете конструкцией электродов.

2. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ТРАНЗИСТОРА

Дополним схему на рис. 1,*б* генератором переменной э. д. с. E и двумя конденсаторами C_1 и C_2, включив их, как показано на рис. 2, где транзистор изображен уже в виде общепринятого условного обозначения.

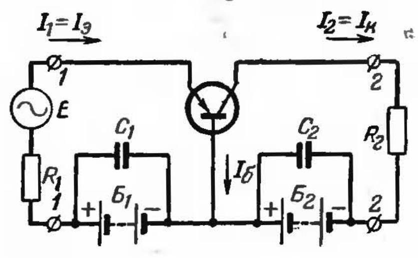


Рис. 2. Усилитель на транзисторе, включенном по схеме с общей базой.

При введении в цепь эмиттера переменной э. д. с. (полагаем, что амплитудное значение ее меньше напряжения батареи $Б_1$) ток эмиттера становится пульсирующим. В нем появляется переменная составляющая $I_э$. Это в свою очередь приводит к появлению переменной составляющей тока в цепи коллектора $I_к$ (вследствие диффузии зарядов) и переменной составляющей тока в цепи базы $I_б$.

Рассматривая транзистор как узел электрической схемы, к которому подходят три ветви (выводы эмиттера, базы и коллектора), и вспоминая, что сумма токов, притекающих к узлу, должна быть равна сумме токов, утекающих от него, получим:

$$I_э = I_к + I_б.$$

Отсюда следует, что ток базы равен разности токов эмиттера и коллектора, а ток коллектора всегда меньше, чем ток эмиттера, и, как показывает опыт, пропорционален ему:

$$I_к = \alpha I_э,$$

где α обычно лежит в пределах 0,9—0,99.

Коэффициент пропорциональности

$$\alpha = \frac{I_к}{I_э}$$

называется коэффициентом усиления транзистора по току в схеме с общей базой в режиме короткого замыкания.

Эта формулировка требует некоторых пояснений. Прежде всего напомним, что речь идет о переменных составляющих тока в цепи эмиттера и коллектора. Во-вторых, если считать зажимы *1—1* входом, а зажимы *2—2* выходом рассматриваемой схемы, то можно убедиться, что база в этой схеме является (по переменной составляющей) общим электродом для одного из входных и одного из выходных зажимов схемы. Последнее утверждение справедливо только в том случае, если емкостные сопротивления конденсаторов C_1 и C_2 на рассматриваемой частоте будут достаточно малыми, чтобы их можно было считать равными нулю.

Наконец, условие о режиме короткого замыкания означает, что измерение коэффициента усиления α следует производить при сопротивлении нагрузки, равном нулю. Однако практически сопро-

тивление нагрузки R_2 можно взять равным 100 и даже 1 000 *ом*, и это не отразится на точности измерения.

Как же рассчитать полученную нами схему?

Известно, что эмиттерный и коллекторный переходы, равно как и тонкий слой полупроводника, образующий базу, обладают некоторыми определенными сопротивлениями, равными соответственно $r_э$, $r_к$ и $r_б$. Поэтому, казалось бы, можно для целей расчета составить эквивалентную схему рассматриваемого усилителя, в которой транзистор будет заменен тремя сопротивлениями ($r_э$, $r_к$ и $r_б$), соединенными между собой, как показано на рис. 3,*а*.

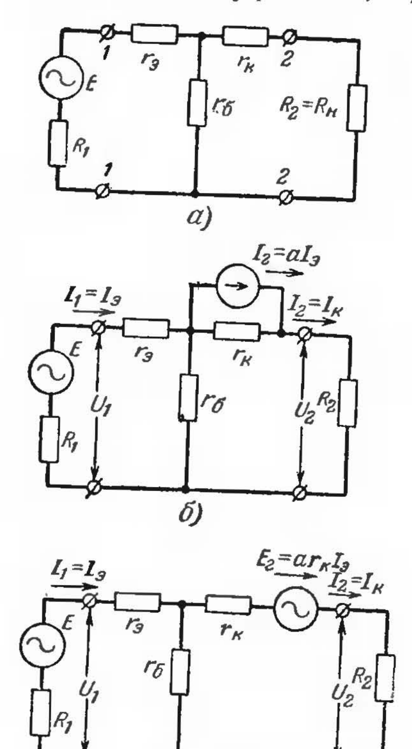


Рис. 3. Эквивалентные схемы транзисторного усилительного каскада.

а — неправильная схема; *б* — правильная схема с дополнительным зависимым генератором тока; *в* — схема с зависимым генератором напряжения.

У современных транзисторов малой мощности величина $r_э$ составляет десятки, $r_б$ — сотни и $r_к$ — сотни тысяч ом. Легко видеть, что, подключив ко входу такой эквивалентной схемы генератор E, мы создадим в сопротивлениях $r_к$ и R_2 неизмеримо меньший ток, чем ток в сопротивлении $r_э$ и в цепи базы, что противоречит действительному положению вещей.

Необходимо каким-то способом изменить распределение входного тока между ветвями эквивалентной схемы. Это можно сделать, включив в схему дополнительный генератор тока или генератор напряжения.

Под генератором тока будем подразумевать устройство с бесконечно большим внутренним сопротивлением, вырабатывающее некоторый электрический ток, величина которого н е з а в и с и т от сопротивления нагрузки. Подключим параллельно сопротивлению $r_к$ в эквивалентной схеме на рис. 3,*а* генератор тока $I_г$ и рассмотрим полученную схему (рис. 3,*б*).

Очевидно, определенная часть тока, вырабатываемого генератором $I_г$, ответвляется в сопротивление $r_к$, которое шунтирует генератор, а весь остальной ток попадает в сопротивление нагрузки R_2, а затем по двум ветвям ($r_б$ и $R_1 r_э$) возвращается к источнику.

При заданных неизменных величинах всех сопротивлений схемы ток в сопротивлении нагрузки будет пропорционален току генератора $I_г$. С другой стороны, известно, что ток в цепи коллектора транзистора пропорционален току эмиттера. Логично предположить, что вырабатываемый генератором $I_г$ ток должен быть пропорционален входному току:

$$I_г = aI_э,$$

где a — коэффициент пропорциональности (не смешивать с величиной коэффициента усиления транзистора по току α!).

При правильном выборе величин $r_э$, $r_б$, $r_к$ и a полученная схема будет полностью отражать картину распределения токов между электродами транзистора.

Читателя, который пожелал бы самостоятельно проанализировать эту схему, предостережем от возможной ошибки: нельзя рассматривать действие генераторов E и $I_г$ независимо друг от друга. При разомкнутой входной цепи токи во всех ветвях схемы отсутствуют. Но стоит подключить ко входным зажимам генератор E, который создаст некоторый ток в сопротивлении $r_э$, как одновременно включается генератор $I_г$, и токи в ветвях схемы, в том числе и в сопротивлении $r_э$, устанавливаются под действием обоих генераторов, причем установившийся в ветви генератора тока ток $I_г$ (вырабатываемый этим генератором) будет пропорционален току в ветви с сопротивлением $r_э$, т. е. $I_г = aI_э$. Поэтому генератор тока $I_г$ называют з а в и с и м ы м генератором тока.

Между коэффициентом пропорциональности a и коэффициентом усиления транзистора по току α существует соотношение

$$a = \alpha - \frac{r_б}{r_к}(1 - \alpha).$$

При обычных значениях $r_б$, $r_к$ и α второй член в выражении для a очень мал. Поэтому для большей наглядности часто считают $a \approx \alpha$.

Все формулы, которые приводятся в последующих параграфах, можно получить, рассчитывая эквивалентную схему транзисторного каскада на рис. 3,*б* с помощью уравнений Кирхгофа.

Можно выполнить расчет, применяя любой другой метод, и частности метод контурных токов. Но в последнем случае удобно заменить параллельно соединенные генератор тока $I_г$ и сопротивление $r_к$ эквивалентной ветвью из последовательно соединенных генератора э. д. с. $E_г = aI_э r_к$ и сопротивления $r_к$. Величина э. д. с. зависит от величины тока $I_э$. Поэтому генератор э. д. с. $E_г$ также называется з а в и с и м ы м. Эквивалентная схема транзисторного каскада с зависимым генератором э. д. с. изображена на рис. 3,*в*, где положительное направление э. д. с. $E_г$ указано стрелкой.

Роль независимого генератора э. д. с. $E_г$ в схеме на рис. 3,*в* остается той же, что и роль зависимого генератора тока $I_г$ в схеме на рис. 3,*б*: увеличить ток в сопротивлении нагрузки до такой величины, чтобы распределение тока $I_э$ между базовой и коллекторной (нагрузочной) ветвями эквивалентной схемы соответствовало наблюдаемому у реального транзистора.

Остановимся на вопросе об определении параметров схемы, эквивалентной транзистору.

Если бы величины $r_э$, $r_б$ и $r_к$ были найдены, например, в результате непосредственного измерения электрического сопротивления соответствующих частей (объемов) полупроводниковой пластинки, образующей транзистор, то полученную схему можно было бы рассматривать как более или менее точную электрическую модель транзистора и отнести ее к числу так называемых моделирующих схем.

Но выполнить указанные измерения, не разрушая при этом транзистора, нельзя.

Единственно возможным оказывается измерение сопротивлений между любыми двумя выводами транзистора из трех. Третий вывод при этом остается либо разомкнутым по переменной составляющей, либо замкнутым накоротко с одним из двух измеряемых. По результатам измерений можно вычислить параметры элементов такой Т-образной схемы с зависимым генератором, которая при включении ее в электрическую цепь вела бы себя так же, как и измеренный транзистор, т. е. была бы эквивалентна этому транзистору.

Найденные в результате такого расчета величины трех сопротивлений эквивалентной схемы, как правило, будут отличаться от сопротивлений эмиттерного и коллекторного переходов и от величины сопротивления базового объема транзистора. Поэтому полученная схема уже не будет моделирующей. Ее следует рассматривать как формальную схему замещения транзистора.

Сопротивления формальной Т-образной схемы замещения принято обозначать такими же буквами, как и сопротивления Т-образной моделирующей схемы: $r_э$, $r_б$ и $r_к$. Хотя при переходе от моделирующей схемы к схеме замещения обозначения $r_э$, $r_б$ и $r_к$ становятся в известной степени условными, их тем не менее сохраняют, чтобы придать большую наглядность расчетным формулам.

Заметим, что величины $r_э$, $r_б$ и $r_к$ во всех последующих примерах расчета указаны применительно к схеме замещения, а не к моделирующей схеме.

Пример 1. Определить ток I_2 в сопротивлении нагрузки $R_н$ и ток $I_б$ в сопротивлении $r_б$ схемы на рис. 3,б, если $\alpha=0{,}95$, $I_1=2$ *ма* и $R_н \ll r_к$.

Решение. Полагая, что транзистор работает в режиме короткого замыкания выходных зажимов, и вспоминая, что коэффициент усиления тока в направлении от эмиттера к коллектору при этом должен быть равен α, получим:

$$I_2 = I_к = \alpha I_э = 0{,}95 \cdot 2 = 1{,}9 \text{ ма}.$$

Ток базы равен разности токов эмиттера и коллектора:

$$I_б = I_э - \alpha I_э = I_э(1-\alpha) = 2(1-0{,}95) = 0{,}1 \text{ ма}.$$

3. СХЕМА С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

Как известно, анодный ток электронной лампы при достаточно низких частотах пропорционален (в пределах прямолинейного участка анодно-сеточной характеристики) напряжению, приложенному между управляющей сеткой и катодом. Мощность, рассеивающаяся во входной цепи лампы при работе без сеточных токов, настолько

мала, что при расчетах ее не учитывают. Поэтому лампу удобно рассматривать как устройство, которое управляется напряжением. Основной (и часто единственной) характеристикой лампового каскада является коэффициент усиления по напряжению

$$K_н = \frac{U_2}{U_1},$$

где U_1 — напряжение на входных, а U_2 — напряжение на выходных зажимах усилительного каскада.

В случае транзисторного усилителя картина меняется. Мы видели, что ток в выходной цепи транзистора появляется только в том случае, если существует ток во входной цепи. Учитывая наличие пропорциональности между выходным и входным токами, удобно рассматривать транзистор как устройство, управляемое током, и характеризовать усилительные свойства каскада величиной коэффициента усиления каскада по току:

$$K_т = \frac{I_2}{I_1},$$

где I_1 — входной, а I_2 — выходной ток каскада (ток через сопротивление нагрузки).

Но чтобы создать ток во входной цепи транзисторного каскада, необходимо подвести к его входным зажимам некоторое напряжение (так как $R_{вх} \neq 0$) и, следовательно, какую-то определенную мощность. С другой стороны, каждый каскад должен развивать определенную мощность в выходной цепи, необходимую для нормальной работы последующего каскада или нагрузки. Поэтому усилительные свойства каскада можно также характеризовать величиной коэффициента усиления по мощности $K_м$.

В расчетной практике находит применение и понятие о коэффициенте усиления по напряжению $K_н$. Выбор того или иного способа расчета (по току, мощности или напряжению) зависит от характера и назначения рассчитываемой схемы.

Выведем основные соотношения между токами и напряжениями в транзисторном каскаде, выполненном по схеме с общей базой (рис. 3) при $R_н \ll r_к$. С учетом сказанного в предыдущем параграфе имеем:

коэффициент усиления по току

$$K_т = \frac{I_2}{I_1} = \alpha; \qquad (1)$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_н = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_2 R_н}{I_1 R_{вх}} = \alpha \frac{R_н}{R_{вх}}, \qquad (2)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора.

Для определения $R_{вх}$ выразим величину входного напряжения U_1 через токи и сопротивления входной цепи:

$$U_1 = I_э r_э + I_б r_б = I_1 r_э + I_1(1-\alpha) r_б.$$

Разделив все части равенства на I_1, найдем:

$$R_{вх} = \frac{U_1}{I_1} = r_э + r_б(1 - \alpha). \qquad (3)$$

Полученное выражение имеет простой физический смысл: через сопротивление $r_э$ протекает весь входной ток, и величина $r_э$ входит в формулу с коэффициентом, равным единице (т. е. без пересчета). Через сопротивление же $r_б$ протекает только часть входного тока. В результате в формуле входного сопротивления фигурирует только соответствующая часть $r_б$.

Формулы (1), (2) и (3) наглядны и удобны для запоминания и расчета. Но они справедливы только при $R_н \ll r_к$ или, более строго, при $R_н \to 0$.

Если величиной сопротивления нагрузки $R_н$ нельзя пренебречь по сравнению с величиной сопротивления коллекторного перехода $r_к$, то соотношения между токами и напряжениями в схеме усложняются: 1) начинает сказываться наличие сопротивления $r_к$, которое шунтирует нагрузку (ток в нагрузке уменьшается); 2) изменение первоначального (существовавшего при $R_н \ll r_к$) распределения токов приводит к изменению входного сопротивления транзистора.

Анализ показывает, что расчетные формулы для случая любого сопротивления нагрузки можно привести к следующему виду:

$$K_т = \alpha \frac{r_к + r_б}{r_к + r_б + R_н};$$

$$K_н = \alpha \frac{r_к + r_б}{r_к + r_б + R_н} \frac{R_н}{r_э + r_б\left(1 - \alpha \frac{r_к + r_б}{r_к + r_б + R_н}\right)};$$

$$R_{вх} = r_э + r_б\left(1 - \alpha \frac{r_к + r_б}{r_к + r_б + R_н}\right).$$

Сравнение этих формул с формулами для случая $R_н \ll r_к$ показывает, что они отличаются от последних только наличием множителя $\frac{r_к + r_б}{r_к + r_б + R_н}$ при коэффициенте α. Эта особенность формул дает возможность ввести по аналогии с параметрами электронных ламп понятие о динамическом коэффициенте усиления транзистора по току. Как известно, работа лампы при сопротивлении нагрузки, не равном нулю, характеризуется динамическими параметрами и, в частности, динамическим коэффициентом усиления $\mu_д$ и динамической крутизной $S_д$. Оба эти параметра всегда меньше соответствующих статических ($\mu_д \leqslant \mu$, $S_д \leqslant S$) и уменьшаются при увеличении сопротивления нагрузки. Например,

$$\mu_д = \mu \frac{R_i}{R_i + R_н},$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы.

Подобно тому, как это делается в случае электронных ламп, будем характеризовать усилительную способность транзистора при сопротивлении нагрузки, отличающемся от нуля, величиной динамического коэффициента усиления по току $\alpha_д$. Динамический коэффициент усиления $\alpha_д$ меньше статического или равен ему:

$$\alpha_д = \alpha \frac{r_к + r_б}{r_к + r_б + R_н} = \alpha \frac{r_{вых.б}}{r_{вых.б} + R_н}, \qquad (4)$$

где $r_{вых.б} = r_к + r_б$ — выходное сопротивление транзистора, включенного по схеме с общей базой, при разомкнутой для переменного тока входной цепи (т. е. сопротивление, измеренное между выводами коллектора и базы при оборванной для переменного тока цепи эмиттера).

При введении параметра $\alpha_д$ выражения для коэффициентов усиления по току и по напряжению, а также для величины входного сопротивления каскада при любом сопротивлении нагрузки имеют такой же вид, как и в случае $R_н \ll r_к$, только величина α заменяется в них величиной $\alpha_д$:

$$K_т = \alpha_д; \qquad (5)$$

$$K_н = \alpha_д \frac{R_н}{R_{вх}}; \qquad (6)$$

$$R_{вх} = r_э + r_б(1 - \alpha_д). \qquad (7)$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_м = K_т K_н = \alpha_д^2 \frac{R_н}{R_{вх}}. \qquad (8)$$

Внешнее сходство формул для случаев $R_н \approx 0$ и $R_н \neq 0$ свидетельствует об одинаковом характере процессов в каскаде с разными нагрузками. Если при $R_н \approx 0$ ток эмиттера распределялся между коллектором и базой в соответствии с коэффициентом α и $1-\alpha$, то при $R_н \neq 0$ транзистор по-прежнему ведет себя как распределитель тока, только теперь в цепь коллектора попадает часть тока эмиттера, равная $\alpha_д$, а остаток, равный $1-\alpha_д$, ответвляется в цепь базы.

Очевидно, коэффициент усиления по току резистивного каскада с общей базой (т. е. каскада на сопротивлении) всегда меньше единицы. Усиление по напряжению и по мощности может быть получено только за счет разницы в величинах входного сопротивления и сопротивления нагрузки каскада. Рассматривая направление токов в схеме на фис. 3,б, убеждаемся, что выходное напряжение каскада совпадает по фазе со входным.

Иногда для расчетных целей требуется знать величину выходного сопротивления каскада, равную отношению напряжения U_2 к току I_2, найденному для случая, когда источник напряжения U_2 подключен к выходным зажимам каскада, э. д. с. во входной цепи каскада отсутствует, а между входными зажимами включено сопротивление $R_г$, равное внутреннему сопротивлению генератора, питающего каскад в нормальных рабочих условиях.

Выходное сопротивление каскада с общей базой зависит от величины внутреннего сопротивления $R_г$ генератора:

$$R_{вых} = r_{вых.б}\left(1 - \frac{\alpha r_б}{r_э + r_б + R_г}\right). \qquad (9)$$

Анализируя формулы для каскада с общей базой, приходим к выводу, что при увеличении сопротивления нагрузки $R_н$ коэффициент усиления каскада по току падает (из-за уменьшения $\alpha_д$), входное сопротивление повышается, а коэффициент усиления по напряжению растет, стремясь к некоторому пределу. Коэффициент усиления по мощности при увеличении $R_н$ сначала растет, а затем, достигнув при некотором значении $R_н$ максимума, начинает падать.

Максимальное усиление по мощности достигается при таком большом сопротивлении нагрузки, которое затруднительно реализовать в реостатном каскаде, так как увеличение $R_н$ связано с увеличением падения напряжения батареи на этом сопротивлении при протекании через него тока коллектора.

Пример 2. Определить коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности ($K_т$, $K_н$ и $K_м$) каскада на транзисторе типа П13, включенном по схеме с общей базой (рис. 2), если $R_2 = R_н = 20$ *ком*. При решении этой и последующих задач можно принять $r_э = 22$ *ом*; $r_б = 120$ *ом*; $r_к = 1{,}1$ *Мом*; $\alpha = 0{,}95$.

Решение.

$$K_т = \alpha_д = \alpha\frac{r_{вых.б}}{r_{вых.б} + R_н} = 0{,}95\frac{1{,}1\cdot 10^6}{1{,}1\cdot 10^6 + 20\cdot 10^3} = 0{,}935;$$

$$R_{вх} = r_э + r_б(1 - \alpha_д) = 22 + 120(1 - 0{,}935) = 30 \text{ ом};$$

$$K_н = \alpha_д\frac{R_н}{R_{вх}} = 0{,}935\frac{20\cdot 10^3}{30} = 623;$$

$$K_м = K_н K_т = 0{,}935\cdot 623 = 583.$$

4. СХЕМА С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

До сих пор мы сравнивали переменные составляющие токов в цепи коллектора и в цепи эмиттера и установили, что коэффициент усиления тока в направлении от эмиттера к коллектору оказывается меньше единицы.

Интересно сравнить между собой переменные составляющие токов в цепи коллектора и в цепи базы. Как известно, при $R_н = 0$

$$I_н = \alpha I_э;$$

$$I_б = (1 - \alpha) I_э.$$

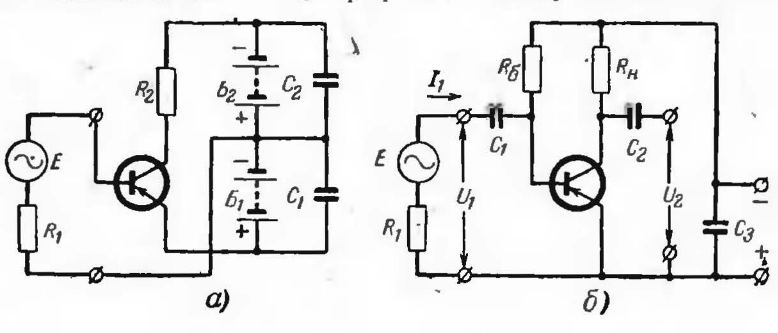
Отсюда

$$\frac{I_к}{I_б} = \frac{\alpha I_э}{(1 - \alpha) I_э} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \qquad (10)$$

Подставляя в эту формулу различные значения α, убеждаемся, что, например, при $\alpha = 0{,}9$ ток коллектора превышает ток базы в 9 раз, а при $\alpha = 0{,}99$ — в 99 раз (речь идет о переменных составляющих токов).

Однако это свойство транзистора (усиление тока в направлении от базы к коллектору) при включении транзистора по схеме с общей базой (рис. 2) никак не используется. Действительно, в схеме на рис. 2 источник усиливаемого тока включен не в цепь базы, а в цепь эмиттера, и входной ток каскада I_1 равен току эмиттера.

Напрашивается мысль перенести источник усиливаемого тока из цепи эмиттера в цепь базы. Для этого в схеме на рис. 2 достаточно включить генератор ER_1 в разрыв цепи между выводом базы и общей точкой батарей $Б_1$ и $Б_2$, а зажимы *1—1* замкнуть накоротко. После такого преобразования схема на рис. 2 приобретает вид, показанный на рис. 4,*а*. В полученной схеме, как и в исходной, через источник усиливаемого переменного тока протекает также и постоянная составляющая тока базы транзистора. Во многих случаях это оказывается нежелательным.



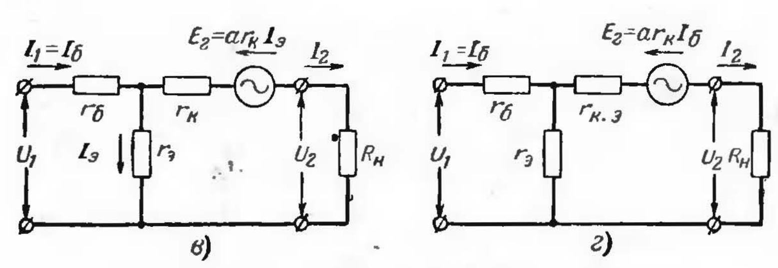


Рис. 4. Усилительный каскад с общим эмиттером.
а и *б* — принципиальные схемы; *в* и *г* — эквивалентные схемы.

Чтобы разделить путь постоянной и переменной составляющих тока базы, между одним зажимом источника E и выводом базы транзистора включают разделительный конденсатор (C_1 на рис. 4,*б*). Второй зажим источника E можно подключить не к общей точке обеих батарей, а к положительному зажиму батареи $Б_1$ на рис. 2. Наконец, чтобы сообщить базе отрицательный потенциал по отношению к эмиттеру, соединяют базу с отрицательным полюсом батареи через сопротивление $R_б$. Очевидно, нет никакой необходимо-

сти подключать сопротивление $R_б$ именно к средней точке двух батарей. С тем же успехом можно подключить его к отрицательному зажиму батареи $Б_2$ на рис. 4,*а*. После этого, заменив две батареи в схеме на рис. 4,*а* одной, а конденсаторы C_1 и C_2 одним конденсатором (C_3 на рис. 4,*б*), мы получим схему, изображенную на рис. 4,б.

В этой схеме общим электродом для входного и выходного зажимов каскада является эмиттер. Отсюда и название схемы: схема с общим эмиттером.

Входной ток каскада равен току базы $I_б$, а выходной — току коллектора $I_к$. Учитывая, что ток коллектора во много раз превышает ток базы, приходим к выводу, что при включении транзистора по схеме с общим эмиттером можно получить значительное усиление тока.

Эквивалентная схема каскада с общим эмиттером, за исключением источника усиливаемого тока, показана на рис. 4,*в*. Существенно, что величины всех элементов схемы замещения транзистора на рис. 4,*в* остались такими же, как и на рис. 3,*в*. В целях единообразия положительное направление выходного тока на рис. 4,*в* оставлено таким же, как и на рис. 3,*в* (от транзистора к сопротивлению нагрузки).

Для удобства анализа и расчета коэффициент усиления транзистора по току при включении по схеме с общим эмиттером в режиме короткого замыкания выходных зажимов считают самостоятельным расчетным параметром и обозначают буквой β.

Казалось бы, на основании выражения (10) можно утверждать, что

$$\beta=\frac{\alpha}{1-\alpha}. \qquad (10а)$$

Однако расчет показывает, что при $R_н=0$ для схемы на рис. 3,*б* или *в*

$$K_т=\frac{I_2}{I_1}=\alpha=\frac{r_б+r_к a}{r_б+r_к}.$$

Соответственно

$$\frac{\alpha}{1-\alpha}=\frac{r_б+r_к a}{r_к(1-a)}. \qquad (10б)$$

В то же время для схемы на рис. 4,*в* при $R_н=0$

$$K_т=\frac{I_2}{I_1}=-\beta=-\frac{r_к a-r_э}{r_к(1-a)+r_э}. \qquad (10в)$$

Знак «минус» перед β в последней формуле взят потому, что величину β принято считать положительной. Между тем в схеме на рис. 4,*в* произвольно выбранное нами положительное направление тока I_2 противоположно тому, какое имеет место в действительности при указанном положительном направлении входного тока. Иными словами, при выбранных в схеме на рис. 4,*в* положительных направлениях токов коэффициент усиления каскада в области средних частот получается отрицательной величиной.

Сравнивая формулы (10б) и (10в), убеждаемся, что для одного и того же транзистора величины $\alpha/(1-\alpha)$ и β несколько отличаются друг от друга. Но поскольку для величин сопротивлений схемы замещения транзистора имеют место соотношения

$$r_э \ll r_б \ll r_к,$$

можно прийти к выводу, что разница в величинах $\alpha/(1-\alpha)$ и β получается очень незначительной. Поэтому в подавляющем большинстве случаев равенство

$$\beta\approx\frac{\alpha}{1-\alpha}$$

вполне допустимо считать не приближенным, а точным.

В соответствии с определением коэффициента β при $R_н=0$ имеем:

$$I_к=\beta I_б.$$

Эта формула вместе с формулой

$$I_э=(\beta+1)I_б$$

свидетельствует о том, что появление тока $I_б$ в цепи базы приводит к появлению в $(\beta+1)$ раз большего тока в цепи эмиттера и в β раз большего тока в цепи коллектора. Этот факт усиления тока на первый взгляд может показаться странным. Однако в данном случае формулы отражают только внешнюю сторону явления. Физическая сторона заключается в том, что, приложив между эмиттером и базой (т. е. к эмиттерному переходу) некоторое напряжение, мы создаем в эмиттерном переходе определенный ток, который в основном попадает в цепь коллектора, лишь частично ответвляясь в цепь базы.

Поскольку для каскада с общим эмиттером входным током является ток базы, желательно выразить э. д. с. зависимого генератора в схеме замещения транзистора не через ток эмиттера $I_э$, а через ток базы. В результате расчета можно получить схему замещения транзистора, изображенную на рис. 4,*г*.

В этой схеме по сравнению со схемой на рис. 4,*в* величины $r_б$ и $r_э$ остались неизменными. Изменились величина э. д. с. зависимого генератора (стала равной $ar_кI_б$ вместо $ar_кI_э$) и величина сопротивления $r_к$ на $r_{к\text{-}э}=r_к(1-a)$.

Практически при вычислении $r_{к\text{-}э}$ по известной величине $r_к$ или наоборот пользуются приближенными равенствами

$$r_{к\text{-}э}\approx r_к(1-\alpha)\approx\frac{r_к}{\beta+1},$$

которые дают вполне достаточную для практики точность.

Конечно, сопротивление коллекторного перехода реального транзистора не зависит от схемы включения последнего. Но в рассматриваемых нами эквивалентных схемах сопротивления $r_к$ и $r_{к\text{-}э}$ отображают не столько величину сопротивления коллекторного перехода, сколько величину выходного сопротивления транзистора

при разомкнутой входной цепи. В первом случае (схема с общей базой при разомкнутой цепи эмиттера) выходным сопротивлением транзистора является практически сопротивление одного коллекторного n-p перехода, включенного в направлении непропускания. Оно имеет большую величину. В схеме с общим эмиттером при разомкнутой цепи базы выходным сопротивлением транзистора является сопротивление двух n-p переходов, объединенных в единую конструкцию, в которой один из переходов включен в направлении пропускания.

Очевидно, та часть приложенного к выходным зажимам напряжения U_2, которая падает на сопротивлении эмиттерного n-p перехода (включенного в направлении пропускания), создает в этом переходе, а следовательно, и во всей цепи (наличие диффузии!) более значительный ток, чем ток в обособленном запертом n-p переходе. Увеличение тока в выходной цепи воспринимается нами как уменьшение выходного сопротивления и отражается на эквивалентной схеме заменой величины $r_к$ на $r_{к\text{-}э}$.

У читателя может возникнуть вопрос, не противоречат ли друг другу схемы на рис. 4,*в* и *г*, так как они содержат различные по величине сопротивления $r_к$ и $r_{к\text{-}э}$. Однако никакого противоречия в этом нет, если учесть, что в выходных цепях обеих этих схем включены неодинаковые генераторы. Это приводит к тому, что, например, при измерении выходного сопротивления каждой из схем при разомкнутой цепи базы ($I_б=0$) дополнительный генератор тока в схеме на рис. 4,*г* фактически отсутствует ($I_б=0$) и выходное сопротивление равно сумме сопротивлений $r_{к\text{-}э}$ и $r_э$. При измерении же выходного сопротивления в схеме на рис. 4,*в*, когда мы мысленно создаем ток в цепи обоих переходов, дополнительный генератор в схеме работает ($I_э \neq 0$) и увеличивает ток в выходной цепи, что равносильно уменьшению выходного сопротивления по сравнению с величиной $r_к+r_э$. Количественный результат в обоих случаях одинаков.

Если предположить, что в рассматриваемой схеме выполняется условие $R_н \ll r_{к\text{-}э}$, то легко получить зависимости между токами и напряжениями на входе и выходе каскада:

$$K_т = \frac{I_2}{I_1} = -\beta;$$

$$K_н = \frac{U_2}{U_1} = -\beta\frac{R_н}{R_{вх}}.$$

Знак «минус» в последней формуле свидетельствует о том, что при синусоидальной э. д. с. источника E (рис. 4,*а* и *б*) переменная составляющая выходного напряжения отличается по фазе на 180° от переменной составляющей входного напряжения.

Входное сопротивление каскада легко найти, если вспомнить, что через сопротивление $r_э$ протекает сумма входного тока $I_{вх}=$ $=I_1=I_б$ и тока нагрузки $I_2=I_б\beta$:

$$U_1 = I_1 r_б + I_1(\beta+1)r_э;$$

$$R_{вх} = \frac{U_1}{I_1} = r_б + r_э(\beta+1).$$

Пример 3. Определить коэффициент усиления по току и входное сопротивление каскада на транзисторе типа П13, включенном по схеме с общим эмиттером, полагая $R_н \ll r_{к\text{-}э}$.

Решение.

$$K_т = -\beta \approx -\frac{\alpha}{1-\alpha} = -\frac{0{,}95}{1-0{,}95} = -19;$$

$$R_{вх} = r_б + r_э(\beta+1) = 120 + 22(19+1) = 560\ ом.$$

Анализ показывает, что точные формулы для случая любого сопротивления нагрузки $R_н$ имеют такой же вид, только статический коэффициент усиления β заменяется в них динамическим коэффициентом $\beta_д$:

$$\beta_д = \beta\frac{r_{вых.э}}{r_{вых.э}+R_н}, \qquad (11)$$

где $r_{вых.э}$ — выходное сопротивление транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, при разомкнутой цепи базы или, проще, сопротивление между эмиттером и коллектором транзистора при оборванной цепи базы:

$$r_{вых.э} = r_{к\text{-}э} + r_э \cong \frac{r_к}{\beta+1} + r_э.$$

Расчетные формулы после введения в них динамического коэффициента усиления $\beta_д$ приобретают следующий вид:

$$K_т = -\beta_д; \qquad (12)$$

$$K_н = -\beta_д\frac{R_н}{R_{вх}}; \qquad (13)$$

$$R_{вх} = r_б + r_э(\beta_д+1). \qquad (14)$$

Из этих формул следует, что наличие тока $I_б$ в цепи базы приводит к появлению в $\beta_д$ раз большего тока в цепи коллектора и в $(\beta_д+1)$ раз большего тока в цепи эмиттера.

Таким образом, каскад с общим эмиттером обеспечивает значительное усиление по току величина $\beta=\alpha(1-\alpha)$ больше единицы при $\alpha>0{,}5$ и быстро возрастает по мере приближения α к единице).

Усиление по напряжению и по мощности присходит ие только за счет разницы в величинах $R_{вх}$ и $R_н$, но и за счет наличия усиления по току.

Выходное сопротивление каскада при заданном сопротивлении генератора равно:

$$R_{вых} = r_{вых.э}\left(1 + \frac{\beta r_э}{r_э + r_б + R_г}\right). \qquad (15)$$

Пример 4. Определить коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности усилительного каскада с общим эмиттером (рис. 4,*б*) на транзисторе типа П13 при $R_н = 10$ *ком.*

Решение:

$$r_{\text{вых.э}} = r_{\text{к-э}} + r_э \approx r_к (1-\alpha) + r_э =$$
$$= 1{,}1 \cdot 10^6 (1 - 0{,}95) + 22 \approx 55 \text{ ком};$$

$$K_т = -\beta_д = -\beta \frac{r_{\text{вых.э}}}{r_{\text{вых.э}} + R_н} = -19 \frac{55 \cdot 10^3}{55 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} = -16;$$

$$R_{вх} = r_б + r_э (\beta_д + 1) = 120 + 22 (16 + 1) = 494 \text{ ом};$$

$$K_н = -\beta_д \frac{R_н}{R_{вх}} = -16 \frac{10 \cdot 10^3}{494} \approx -320;$$

$$K_м = K_т K_н = (-16)(-320) = 5\,120.$$

5. СХЕМА С ОБЩИМ КОЛЛЕКТОРОМ

При включении транзистора по схеме с общим коллектором (рис. 5) управляющим током, как и в схеме с общим эмиттером, является ток базы, и различие в этих схемах состоит только в изменении места включения нагрузки. Как говорит само название схемы, коллектор в данном случае является общим электродом (по переменной составляющей) для входного и выходного зажимов схемы. Сопротивление нагрузки включено в цепь эмиттера.

Распределение токов между электродами и величины сопротивлений $r_б$, $r_э$ и $r_{\text{к-э}}$ остаются такими же, как и в схеме с общим эмиттером.

Полагая $R_н \ll r_{\text{к-э}}$, легко получить основные соотношения

$$K_т = (\beta + 1);$$

$$K_н = (\beta + 1) \frac{R_н}{R_{вх}};$$

$$R_{вх} = r_б + (r_э + R_н)(\beta + 1).$$

Расчетные формулы для любых значений нагрузки имеют такую же структуру, но вместо множителя $(\beta+1)$ содержат множитель $(\beta+1)_д$:

$$(\beta + 1)_д = (\beta + 1) \frac{r_{\text{вых.э}}}{r_{\text{вых.э}} + R_н}; \tag{16}$$

$$K_т = (\beta + 1)_д; \tag{17}$$

$$K_н = (\beta + 1)_д \frac{R_н}{R_{вх}} = \frac{R_н}{\dfrac{r_б}{(\beta + 1)_д} + r_э + R_н}; \tag{18}$$

$$R_{вх} = r_б + (r_э + R_н)(\beta + 1)_д. \tag{19}$$

Так как входное сопротивление $R_{вх}$ всегда больше величины $R_н(\beta+1)_д$, которая составляет лишь часть $R_{вх}$, то, очевидно, коэффициент усиления схемы по напряжению всегда меньше единицы. Фаза напряжения на нагрузке совпадает с фазой входного напряжения. Оба эти свойства делают каскад с общим коллектором в некотором отношении подобным катодному повторителю.

Каскад с общим коллектором обеспечивает значительное усиление по току [в $(\beta+1)_д$ раз] и практически такое же усиление по мощности.

Выходное сопротивление каскада, как правило, невелико. Оно может быть вычислено по следующей формуле:

$$R_{вых} = \frac{r_б + r_э(\beta + 1) + R_г}{(\beta + 1) + \dfrac{r_б + R_г}{r_{\text{вых.э}}}}. \tag{20}$$

Пример 5. Определить коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности усилительного каскада на транзисторе типа П13, включенном по схеме с общим коллектором (рис. 5), если $R_н = 10$ *ком.*

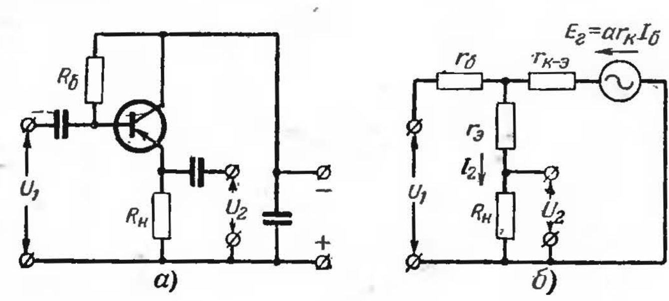


Рис. 5. Усилительный каскад с общим коллектором.
а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема.

Решение.

$$K_т = (\beta + 1)_д = (\beta + 1) \frac{r_{\text{вых.э}}}{r_{\text{вых.э}} + R_н} =$$
$$= (19 + 1) \frac{55 \cdot 10^3}{55 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} \approx 17;$$

$$R_{вх} = r_б + (r_э + R_н)(\beta + 1)_д = 120 + (22 + 10 \cdot 10^3)\, 17 \approx 170 \text{ ком};$$

$$K_н = (\beta + 1)_д \frac{R_н}{R_{вх}} \approx 17 \frac{10 \cdot 10^3}{170 \cdot 10^3} = 1;$$

$$K_м = K_т K_н = 17 \cdot 1 = 17.$$

6. ЗАМЕЧАНИЯ О МЕТОДИКЕ РАСЧЕТА

1. Наличие дополнительных генераторов усложняет эквивалентную схему устройства с транзисторами и делает ее мало наглядной. Однако при анализе и расчете транзисторных устройств вовсе не требуется каждый раз составлять эквивалентную схему и находить токи в ней.

Необходимо отчетливо представлять себе, что транзистор ведет себя в схеме подобно распределяющему ток устройству, и помнить значения коэффициентов распределения, т. е. знать, что в схеме с общей базой, например, при токе $I_э$ в цепи эмиттера (и в сопротивлении $r_э$) в цепи коллектора и в сопротивлении нагрузки будет протекать ток $\alpha_д I_э$, а в цепи базы (и в сопротивлении $r_б$) — ток $(1-\alpha_д)I_э$.

В схеме с общим эмиттером при заданном токе базы $I_б$ в цепи коллектора будет существовать ток $\beta_д I_б$, а в цепи эмиттера — ток $(\beta_д+1)I_б$.

В схеме с общим коллектором при токе $I_б$ в цепи базы в цепи эмиттера получим ток $(\beta+1)_д I_б$ и в цепи коллектора — ток $[(\beta+1)_д-1]I_б$.

2. Во всех приведенных выше формулах под величиной $R_н$ мы подразумеваем сопротивление нагрузки переменному току. В схемах на рис. 2, 4,*а* и 5,*а* сопротивление нагрузки $R_н$ было равно величине соответствующего сопротивления в цепи коллектора. Однако в большинстве случаев сопротивление нагрузки по переменной составляющей отличается от величины постоянного сопротивления, включенного в цепь коллектора или эмиттера. Об этом надо помнить при расчетах и подставлять в формулы соответствующую величину.

3. Для выполнения расчета необходимо знать величины $r_э$, $r_б$, $r_к$ и α. Их можно легко вычислить, измерив предварительно или взяв из справочника значения *h*-параметров транзистора. Расчетные формулы для вычисления параметров эквивалентной Т-образной схемы с зависимым генератором по известным *h*-параметрам даны в приложении.

Необходимо иметь в виду, что величины параметров, а следовательно, сопротивлений $r_э$, $r_б$, $r_к$ и коэффициента усиления α или β зависят от выбранной рабочей точки.

4. Наибольшее влияние на усилительные свойства каскада оказывает величина коэффициента усиления транзистора по току. Поэтому чтобы параметры изготовленного усилителя не слишком отличались от расчетных, желательно при изготовлении усилителя брать транзисторы со значением β, близким к тому, для которого выполнялся расчет.

5. Мы рассматриваем эквивалентные схемы транзистора для сравнительно низких (800—1 000 *гц*) частот, когда все четыре параметра можно считать чисто активными (действительными) величинами. Особенности расчета при более высоких частотах будут изложены в отдельном параграфе.

ГЛАВА ВТОРАЯ

УСТАНОВКА И СТАБИЛИЗАЦИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ ТРАНЗИСТОРА

7. ОБРАТНЫЙ ТОК КОЛЛЕКТОРА И ТОКИ В ЭЛЕКТРОДАХ ТРАНЗИСТОРА

До сих пор мы исследовали зависимости между переменными составляющими токов и напряжений в транзисторном каскаде, полагая, что режим по постоянному току установлен тем или иным способом. В настоящей главе будет показано, как установить и стабилизировать требуемую рабочую точку транзистора в режиме покоя (т. е. при отсутствии усиливаемого напряжения на входе каскада).

Если рабочая точка вакуумного триода в режиме покоя определялась величиной анодного тока $I_а$ и напряжения $U_{а\text{-}к}$ между анодом и катодом лампы, то рабочая точка полупроводникового триода совершенно аналогично определяется величиной постоянного тока коллектора $I^*_к$ и напряжения между коллектором и базой $U_{к\text{-}б}$ или между коллектором и эмиттером $U_{к\text{-}э}$ при отсутствии усиливаемого напряжения на входе каскада.

Вместо тока коллектора $I_к$ может быть задан ток эмиттера $I_э$. Что же касается напряжений $U_{к\text{-}б}$ и $U_{к\text{-}э}$, то они различаются (при работе в режиме усиления) всего на 0,1—0,2 *в* и практически в большинстве случаев могут считаться равными.

Как известно, переменные составляющие токов коллектора и эмиттера при малом сопротивлении нагрузки связаны следующей зависимостью:

$$I_к = \alpha I_э.$$

Казалось бы, при $I_э=0$ ток в цепи коллектора должен отсутствовать. Однако, если собрать изображенную на рис. 6,*а* схему[1] на транзисторе с проводимостью *p-n-p*, то можно убедиться, что в цепи коллектор — база транзистора протекает некоторый ток, хотя цепь эмиттера оборвана и ток в ней отсутствует.

Это так называемый о б р а т н ы й ток коллектора при разомкнутой цепи базы. Его обозначают символом $I_{к0}$. Обратным этот ток называют потому, что он по своей природе является обратным током коллекторного выпрямительного *n-p* перехода, т. е. током, протекающим через переход, включенный в направлении непропускания.

---

* На протяжении этой главы, за исключением оговоренных случаев, индексами $I_э$, $I_к$ и $I_б$ будем обозначать постоянные составляющие токов в соответствующих электродах транзистора.

[1] Полярность батареи здесь и в дальнейшем соответствует требуемой для транзисторов с проводимостью *p-n-p*. В случае применения транзисторов с проводимостью *n-p-n* полярность батареи следует изменить на обратную.

У современных транзисторов малой и средней мощности ток $I_{\text{к}0}$ измеряется микроамперами или десятками микроампер. Он различен у отдельных образцов одного и того же типа транзисторов. Величина его у каждого конкретного экземпляра транзистора зависит от приложенного между коллектором и базой напряжения $U_{\text{к-б}}$, причем зависимость эта носит почти линейный характер (рис. 6,*б*).

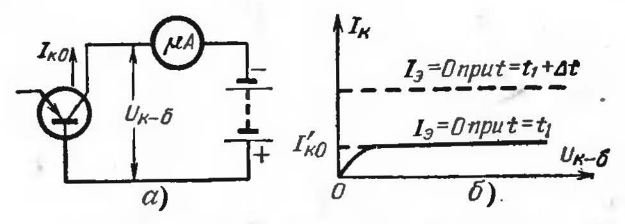


Рис. 6. Схема измерения и график тока $I_{\text{к}0}$.

Изгиб характеристики $I_{\text{к}0}=f(U_{\text{к-б}})$ происходит при напряжении $U_{\text{к-б}}$ порядка десятых долей вольта. Поэтому при графических методах расчета характеристику $I_{\text{к}0}$ часто „спрямляют", продолжая прямолинейный участок ее до пересечения с осью токов $I_{\text{к}}$. Найденное таким образом значение обратного тока будем обозначать символом $I'_{\text{к}0}$. Необходимо помнить, что в действительности при

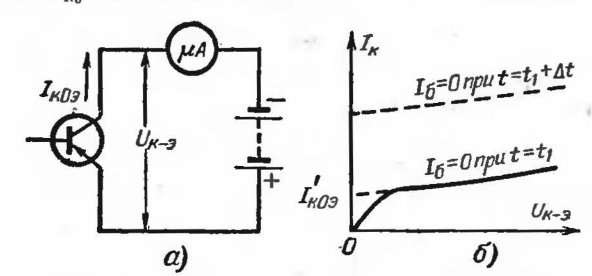


Рис. 7. Схема измерения и график тока $I_{\text{к}0э}$.

напряжении $U_{\text{к-б}}=0$ обратный ток коллектора отсутствует. Но уже при весьма малом напряжении $U_{\text{к-б}}$ (порядка десятых долей вольта) он достигает значения, практически равного $I'_{\text{к}0}$.

Итак, ток $I'_{\text{к}0}$ характеризует свойства одного только коллекторного *n-p* перехода. Но при включении транзистора в схему постоянное напряжение батареи оказывается приложенным не к одному, а к двум *n-p* переходам. Чтобы исследовать этот случай, изменим схему на рис. 6,*а*, подключив положительный зажим батареи не к выводу базы, а к выводу эмиттера, как показано на рис. 7,*а*. Микроамперметр μ*A* зафиксирует в цепи коллектора значительно больший ток, чем в схеме на рис. 6,*а*. Дело в том, что при включении транзистра по схеме на рис. 7,*а* часть напряжения батареи оказывается приложенной к эмиттерному *n-p* переходу в направлении п р о п у с к а н и я последнего и создает в этом переходе, а следовательно, и в электрически связанном с ним коллекторном переходе значительно больший, чем $I_{\text{к}0}$, ток.

В отличие от тока $I_{\text{к}0}$ будем обозначать ток коллектора в схеме с разомкнутой базой символом $I_{\text{к}0э}$ и называть его начальным током коллектора. График зависимости $I_{\text{к}0э}=f(U_{\text{к-э}})$ изображен на рис. 7,*б*. Точка пересечения спрямленного графика с осью токов отсекает на оси токов отрезок, обозначаемый в дальнейшем символом $I'_{\text{к}0э}$.

Между токами $I'_{\text{к}0э}$ и $I'_{\text{к}0}$ существует следующая приближенная зависимость:

$$I'_{\text{к}0э} \approx I'_{\text{к}0}(\beta+1). \qquad (21)$$

В справочной литературе в настоящее время обычно указывают гарантируемое заводом максимально допустимое значение тока $I_{\text{к}0}$ при напряжении $U_{\text{к-б}}=5$ *в*. При ориентировочных расчетах эту величину можно принять за значение $I'_{\text{к}0}$. Более полное представление о свойствах конкретного экземпляра транзистора можно получить, измерив ток $I_{\text{к}0}$ при напряжении батареи $U_{\text{к-б}}$ порядка 1 — 1,5 *в*. Измеренное при таком напряжении значение тока $I_{\text{к}0}$ практически не будет отличаться от величины $I'_{\text{к}0}$.

Следует заметить, что измерение тока $I_{\text{к}0}$ требует наличия чувствительного микроамперметра. Кроме того, ток $I_{\text{к}0}$ характеризует свойства только одного коллекторного перехода. Обе эти причины приводят к тому, что для проверки транзистора на практике чаще измеряют не ток $I_{\text{к}0}$, а ток $I_{\text{к}0э}$. Значение тока $I_{\text{к}0э}$, измеренное при напряжении батареи $U_{\text{к-э}}$ порядка 1—1,5 *в*, можно принять за параметр $I'_{\text{к}0э}$.

Учитывая наличие зависимости (21) между токами $I'_{\text{к}0}$ и $I'_{\text{к}0э}$, мы будем в дальнейшем, как правило, принимать за расчетный параметр величину $I'_{\text{к}0э}$, исходя как из соображений компактности формул, так и из того, что ток $I'_{\text{к}0э}$ реально существует в коллекторной цепи транзистора, включенного в схему всеми тремя электродами.

Сравнивая природу токов $I_{\text{к}0}$ и $I_{\text{к}0э}$, заметим, что, прикладывая к базе транзистора с проводимостью *p-n-p*, включенного по схеме на рис. 7,*а*, положительное по отношению к эмиттеру напряжение, мы можем уменьшить ток в цепи коллектора. Следовательно, ток коллектора в схеме на рис. 7,*а* управляем. Минимальное значение, до которого его можно уменьшить, равно $I_{\text{к}0}$.

Пример 6а. Гарантируемое заводом максимальное значение обратного тока коллектора транзистора типа П13 при напряжении $U_{\text{к-б}}=5$ *в* составляет 15 *мка*. Определить максимально возможную величину тока $I'_{\text{к}0э}$, если $\beta=19$.

Р е ш е н и е.

Полагая $I_{\text{к}0} \approx I'_{\text{к}0}$, находим:

$$I'_{\text{к}0э} = I'_{\text{к}0}(\beta+1) = 15(19+1) = 300 \text{ мка}.$$

Пример 6б. Измеренное по схеме на рис. 7,*а* при напряжении $U_{к\text{-}э} = 1{,}5$ *в* значение тока $I_{кoэ}$ равно 120 *мка*. Определить ток $I'_{кo}$, если $\beta = 11$.

Решение.

$$I'_{кo} = \frac{I'_{кoэ}}{(\beta + 1)} = \frac{120}{11 + 1} = 10 \text{ мка}.$$

Как же влияет наличие тока $I_{кoэ}$ на распределение токов между электродами транзистора?

Если в цепи базы транзистора, включенного по схеме на рис. 7,*а*, создать каким-либо образом ток $I_б$ (например, дополнив схему батареей $Б_2$ и сопротивлением $R_б$, как показано на рис. 8), то можно убедиться путем измерения, что появление тока $I_б$ в цепи базы привело к увеличению коллекторного тока на величину $\Delta I_к = \beta I_б$, а тока эмиттера на величину $\Delta I_э = (\beta + 1) I_э$, и токи этих электродов соответственно стали:

$$I_к = I_{кoэ} + I_б\beta; \quad (22)$$

$$I_э = I_{кoэ} + I_б(\beta + 1). \quad (23)$$

Рис. 8. Способ создания тока в цепи базы.

Таким образом, постоянные токи в электродах транзистора можно рассматривать как результат наложения двух систем токов: 1) начального тока коллектора при разомкнутой цепи базы $I_{кoэ}$, который протекает через эмиттер и коллектор транзистора, не ответвляясь в цепь базы (рис. 9,*а*) и 2) системы трех взаимосвязанных токов: тока базы $I_б$ и вызванных этим током токов эмиттера $I_э' = I_б(\beta + 1)$ и коллектора $I'_к = I_б\beta$ (рис. 9,*б*). Рис. 9,*в* иллюстрирует результат сложения этих токов в электродах транзистора.

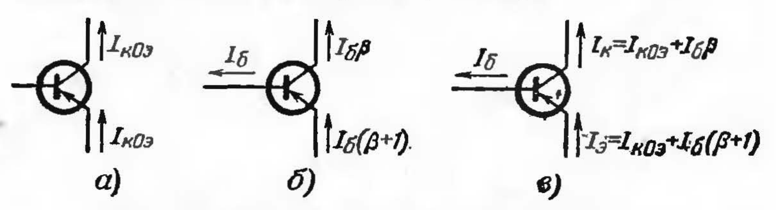


Рис. 9. Простейшая схема включения транзистора.

Обратим внимание читателя на то обстоятельство, что коэффициент β в формулах (21), (22) и (23) имеет совершенно иной смысл, чем в формулах первой главы. Действительно, в гл. 1 символом β мы обозначили отношение амплитуд переменных составляющих тока коллектора и тока базы в режиме короткого замыкания, причем предполагалось, что амплитуда переменной составляющей в каждом из электродов имеет значительно меньшую величину, чем постоянная составляющая тока в этом же электроде. В математике бесконечно малое приращение переменной величины называют дифференциалом. Поэтому и коэффициент усиления, определяемый так,

как это сделано в гл. 1, часто называют дифференциальным коэффициентом усиления. В формулах (21), (22) и (23) коэффициент β выражает соотношения между постоянными составляющими токов в электродах транзистора. Величина этого коэффициента, измеренная для некоторого значения тока коллектора, может существенно отличаться от величины дифференциального коэффициента усиления при том же токе коллектора. Однако из опыта известно, что график зависимости коллекторного тока от тока базы в своей начальной части мало отличается от прямой линии. Значения тока коллектора, при которых работает транзистор в усилительном каскаде, соответствуют именно этому прямолинейному участку характеристики $I_к = f(I_б)$. Но для прямолинейного участка характеристики дифференциальный коэффициент β должен быть равен коэффициенту β в формулах (21), (22) и (23). Поэтому при расчете усилительных каскадов можно не делать различия между численной величиной дифференциального коэффициента усиления β и величиной β в формулах для вычисления постоянных составляющих токов в электродах транзистора.

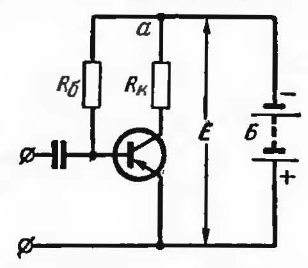


Рис. 10. Простейшая схема включения транзистора.

Изображенная на рис. 8 схема включения транзистора требует наличия двух батарей и имеет только методический интерес. Наиболее простая с точки зрения расчета и количества требуемых деталей практическая схема включения показана на рис. 10.

Если пренебречь падением напряжения на сопротивлении эмиттерного перехода, то можно считать, что между базой и точкой *а* схемы приложено полное напряжение батареи *Б*. При включении между этими точками сопротивления $R_б$ в последнем возникает ток

$$I_б = \frac{E}{R_б}.$$

Протекая в цепи базы транзистора, этот ток вызывает появление в β раз большего тока в цепи коллектора.

Пример 7. Определить сопротивления $R_б$ и $R_к$ в схеме на рис. 10, если $E = 4{,}5$ *в*, $\beta = 19$, выбранная рабочая точка $I_к = 1$ *ма* и $U_{к\text{-}э} = 2$ *в*, обратный ток коллектора (при $U_{к\text{-}э} = 2$ *в*) $I_{кoэ} = 0{,}2$ *ма*.

Решение.

Из выражения $I_к = I_{кoэ} + I_б\beta$ находим требуемый ток базы

$$I_б = \frac{I_к - I_{кoэ}}{\beta} = \frac{1{,}0 - 0{,}2}{19} = 0{,}042 \text{ ма};$$

$$R_б = \frac{E}{I_б} = \frac{4{,}5}{0{,}42 \cdot 10^{-3}} = 107 \text{ ком};$$

$$R_к = \frac{E - U_{к\text{-}э}}{I_к} = \frac{4{,}5 - 2}{1 \cdot 10^{-3}} = 2{,}5 \text{ ком}.$$

Казалось бы, расчет цепей питания постоянным током можно выполнить и по-иному, исходя из величины постоянного напряжения $U_{э\text{-}б}$, прикладываемого между эмиттером и базой транзистора. В действительности же такой метод обладает рядом существенных недостатков: 1) малая величина напряжения $U_{э\text{-}б}$ (0,1 — 0,3 *в*) затрудняет его измерение; 2) незначительные (абсолютные) изменения напряжения $U_{э\text{-}б}$ приводят к резким изменениям тока $I_к$, что затрудняет налаживание схемы; 3) у разных образцов транзисторов, имеющих одинаковый коэффициент усиления β, входные и коллекторные токи будут при одинаковом напряжении $U_{э\text{-}б}$, как правило, различны. У тех же транзисторов при одинаковых токах базы коллекторные токи будут также приблизительно одинаковы. Поэтому метод расчета по току получил гораздо большее распространение, чем метод расчета по напряжению.

8. ТЕМПЕРАТУРНАЯ СТАБИЛИЗАЦИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Наиболее неприятной особенностью тока $I_{к0}$ является его температурная зависимость. При повышении температуры транзистора обратный ток коллектора увеличивается; кривая тока $I_{к0} = f\,(U_{к\text{-}б})$ перемещается при этом параллельно самой себе, как показано пунктиром на рис. 6, *б*.

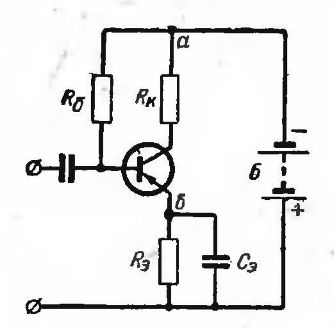
Можно считать, что при повышении температуры на каждые 10° С ток $I'_{к0}$ удваивается. Если, например, при температуре 20° С ток $I'_{к0}$ составляет 5 *мка*, то при повышении температуры транзистора до 50° С он возрастет примерно до 40 *мка*. Само по себе такое изменение тока коллектора (на 35 *мка*) в большинстве случаев было бы нестрашно. Но при включении транзистора в схему всеми тремя электродами в цепи коллектора, помимо трех взаимосвязанных токов, показанных на рис. 9,*б*, будет протекать ток

$$I_{к0э} \approx I'_{к0э} = I'_{к0}\,(\beta + 1).$$

Следовательно, увеличению тока $I'_{к0}$ на величину $\Delta I'_{к0} = 35$ *мка* будет соответствовать, например при $\beta = 19$, увеличение тока коллектора на величину $\Delta I_к \approx \Delta I'_{к0} = 35(19+1) = 700$ *мка* $= 0{,}7$ *ма*.

Такое сравнительно большое увеличение тока коллектора нежелательно по двум причинам: 1) возрастание тока коллектора приводит к увеличению падения напряжения на сопротивлении $R_к$ в цепи коллектора. Напряжение между коллектором и эмиттером транзистора при этом уменьшается и может упасть почти до нуля, что приведет к появлению нелинейных искажений при достаточно большом усиливаемом входном токе; 2) увеличение тока коллектора влечет за собой изменение параметров транзистора и в первую очередь коэффициента усиления β.

Обе указанные причины заставляют прибегать к усложнению схемы, чтобы повысить стабильность (устойчивость) рабочей точки при изменениях температуры транзистора. Одна из схем стабилизации показана на рис. 11. Работает она следующим образом. Увеличение обратного тока коллектора $I_{к0э}$ (при повышении температуры) приводит к увеличению падения напряжения на сопротивлении $R_э$ в цепи эмиттера. Вследствие этого разность потенциалов между точками *а* и *б* схемы уменьшается, и это приводит к уменьшению



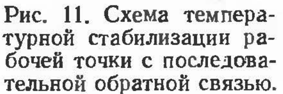


Рис. 11. Схема температурной стабилизации рабочей точки с последовательной обратной связью.

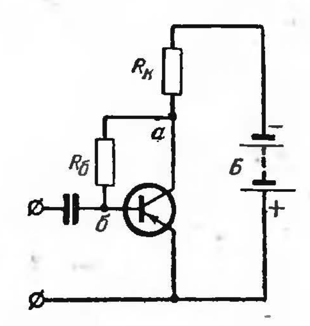


Рис. 12. Схема температурной стабилизации рабочей точки с параллельной обратной связью.

тока $I_б$ в сопротивлении $R_б$ и в базе транзистора. Составляющая тока коллектора $I'_к = I_б\beta$ вследствие этого уменьшается. Вспоминая, что ток коллектора $I_к$ состоит из двух составляющих

$$I_к = I_{к0э} + I_б\beta,$$

можем сделать вывод, что температурные изменения первой составляющей ($I_{к0э}$) приводят к обратным по знаку изменениям второй составляющей ($I_б\beta$), которые в некоторой мере компенсируют уход рабочей точки от первоначального положения.

Из сказанного ясно, что мы имеем дело с отрицательной обратной связью по постоянной составляющей, причем напряжение обратной связи вводится последовательно в цепь эмиттера транзистора. Поэтому рассмотренная схема называется схемой с последовательной связью. Для устранения отрицательной обратной связи по переменной составляющей сопротивление $R_э$ блокируют конденсатором $C_э$.

На рис. 12 изображена схема с параллельной отрицательной обратной связью (ток обратной связи вводится «параллельно» в цепь база — эмиттер). Схема имеет минимальное количество деталей. Для получения напряжения обратной связи по постоянной составляющей в ней использовано сопротивление нагрузки $R_к$. Принцип действия схемы аналогичен рассмотренному выше: увеличение тока коллектора $I_к$ (вследствие роста величины $I_{к0э}$) приводит к уменьшению разности потенциалов между точками *а* и *б*, что влечет за собой уменьшение тока базы $I_б$ и составляющей тока коллектора $I'_к = I_б\beta$.

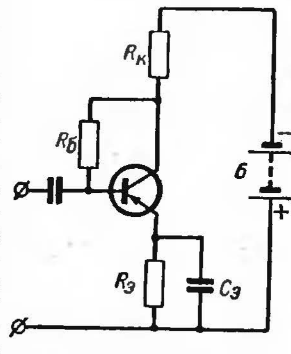


Рис. 13. Схема температурной стабилизации рабочей точки с комбинированной обратной связью.

В этой схеме существует обратная связь не только по постоянной, но и по переменной составляющей. Если сопротив-

ление нагрузки по переменной будет меньше, чем по постоянной составляющей, то соответственно глубина отрицательной обратной связи по переменной составляющей будет значительно меньше, чем по постоянной, и можно обеспечить удовлетворительную стабилизацию рабочей точки без заметной потери усиления.

Соединение обеих рассмотренных схем в одну дает схему с комбинированной обратной связью, изображенную на рис. 13.

9. ЭФФЕКТИВНОСТЬ СТАБИЛИЗАЦИИ

Наличие элементов температурной стабилизации в схеме каскада приводит к тому, что результирующее изменение тока коллектора $\Delta I_к$ при изменении температуры хотя и будет превышать величину изменения обратного тока коллектора $\Delta I'_{к0}$ в схеме с разомкнутым эмиттером, но будет меньше, чем изменение начального тока коллектора $\Delta I'_{к0э}$ в схеме с разомкнутой базой:

$$\Delta I'_{к0э} > \Delta I_к > \Delta I'_{к0}.$$

Эффективность стабилизации оценивают с помощью коэффициента температурной нестабильности

$$S = \frac{dI_к}{dI'_{к0}} \approx \frac{\Delta I_к}{\Delta I'_{к0}},$$

где $\Delta I'_{к0}$ — изменение обратного тока коллектора $I'_{к0}$ в схеме с разомкнутым эмиттером (рис. 6, *а*), обусловленное некоторым малым изменением температуры Δt;

$\Delta I_к$ — вызванное таким же изменением температуры изменение коллекторного тока транзистора при включении последнего всеми электродами в схему рассматриваемого каскада.

Таким образом, коэффициент температурной нестабильности S показывает, во сколько раз температурное изменение тока коллектора будет больше, чем соответствующее температурное изменение тока $I_{к0}$. Так как ток $I_{к0}$, вообще говоря, зависит от приложенного между коллектором и базой напряжения, то для определенности взят ток $I'_{к0}$.

В оптимальном случае с помощью стабилизации можно получить $\Delta I_к \approx \Delta I'_{к0}$ и $S = S_{мин} \approx 1$. Наихудший случай наблюдаем при отсутствии стабилизации:

$$\Delta I_к = \Delta I'_{к0э} = \Delta I_{к0}(\beta + 1) \text{ и } S = S_{макс} = (\beta + 1).$$

Для всех реальных схем величина S лежит между этими двумя крайними значениями.

Очевидно, величина S для каждой из схем определенным образом зависит от величин элементов схемы и параметров транзистора. Но анализ показывает, что имеется универсальный расчетный параметр, определяющий эффективность температурной стабилизации любой схемы. Этим параметром является произведение тока коллектора на величину «стабилизирующего» сопротивления $R_{ст}$ в рассчитываемой схеме, т. е. того сопротивления, на котором создается напряжение обратной связи, приводящее к изменениям тока в цепи базы.

Для схемы с последовательной связью $R_{ст} = R_э$, с параллельной связью $R_{ст} = R_к$ и с комбинированной связью $R_{ст} = R_э + R_к$. Вводя понятие о стабилизирующем сопротивлении, расчетную формулу для всех этих трех схем можно представить в таком виде:

$$S = \frac{dI_к}{dI'_{к0}} \approx (\beta + 1)\frac{E - I_к R_{ст}}{E - I'_{к0э} R_{ст}}. \quad (24)$$

Эта формула наглядно показывает влияние произведения $I_к R_{ст}$ на величину S, а также тот факт, что при $I_к > I'_{к0э}$ и $R_{ст} \neq 0$ всегда имеем $S < (\beta + 1)$. Зная ток $I'_{к0э}$ и четыре другие величины из шести, входящих в формулу, можно найти шестую, после чего расчет всех элементов каскада не представит затруднений.

Наряду с коэффициентом температурной нестабильности S можно ввести понятие о коэффициенте температурной нестабильности $S_э$:

$$S_э = \frac{dI_к}{dI'_{к0э}} \approx \frac{\Delta I_к}{\Delta I'_{к0э}}.$$

Если с помощью величины S сравнивалось изменение тока коллектора $\Delta I_к$ с изменением обратного тока коллектора $\Delta I'_{к0}$ в схеме с разомкнутым эмиттером, то с помощью величины $S_э$ мы сравниваем изменение тока коллектора $\Delta I_к$ с изменением начального тока коллектора $\Delta I'_{к0э}$ при разомкнутой базе. Учитывая, что $\Delta I'_{к0э} = \Delta I'_{к0}(\beta + 1)$, находим связь между S и $S_э$:

$$S_э = \frac{S}{(\beta + 1)}. \quad (25)$$

Используя это соотношение, из формулы (24) легко получить расчетную формулу для определения $S_э$:

$$S_э = \frac{E - I_к R_{ст}}{E - I'_{к0э} R_{ст}}. \quad (26)$$

Так как между токами $I'_{к0}$ и $I'_{к0э}$ существует зависимость (21), формально расчет по величине S и по величине $S_э$ должен давать одинаковые результаты. Поэтому выбор того или иного способа расчета зависит только от исходных данных, которыми располагает конструктор. Зная величину $I_{к0}$, можно вести расчет по коэффициенту стабилизации S, располагая же параметром $I'_{к0э}$, удобнее пользоваться при расчете понятием о коэффициенте стабилизации $S_э$. В дальнейшем мы будем пользоваться преимущественно коэффициентом $S_э$. Однако каждая из приводимых ниже формул может быть применена и для расчета по параметру S, если величину $S_э$ заменить в ней величиной $S_э/(\beta+1)$.

Пример 8. Определить рабочую точку и рассчитать величины элементов схемы на рис. 12, если $E = 10$ *в*, $R_к = 10$ *ком*, $\beta = 19$, $I'_{к0э} = 0,1$ *ма* и при повышении температуры на 20° С ток коллектора должен увеличиться не более чем на $\Delta I_к = 0,1$ *ма*.

Решение. Определяем величину начального тока коллектора при повышении температуры на 20° С:

$$I'_{к0эt} = I'_{к0э} \cdot 2 \cdot 2 = 0,1 \cdot 2 \cdot 2 = 0,4 \text{ ма}.$$

Определяем приращение начального тока коллектора

$$\Delta I'_{\text{коэ}} = I'_{\text{коэt}} - I'_{\text{коэ}} = 0,4 - 0,1 = 0,3\ ма.$$

Требуемая величина коэффициента нестабильности

$$S_э = \frac{\Delta I_к}{\Delta I'_{\text{коэ}}} = \frac{0,1}{0,3} = 0,33.$$

Из формулы (26) определяем минимально допустимое значение тока коллектора $I_к$, при котором будет обеспечена требуемая величина $S_э$. Для рассчитываемой схемы, как известно, $R_{ст}=R_к$:

$$I_н = \frac{E - S_э(E - I'_{\text{коэ}}R_{ст})}{R_{ст}} =$$

$$= \frac{10 - 0,33(10 - 0,1\cdot10^{-3}\cdot10\cdot10^{3})}{10\cdot10^{3}} \approx 0,7\cdot10^{-3}\ а;$$

$$I_б \approx \frac{I_к - I'_{\text{коэ}}}{\beta} = \frac{0,7 - 0,1}{19}\cdot10^{-3} = 0,032\ ма;$$

$$U_{к\text{-}э} = E - R_к(I_к + I_б) = 10 - 10\cdot10^{3}(0,70 + 0,03)\,10^{-3} = 2,7\ в;$$

$$R_б = \frac{U_{к\text{-}э}}{I_б} = \frac{2,7}{0,032\cdot10^{-3}} = 84,5\ ком.$$

10. СХЕМА СТАБИЛИЗАЦИИ С ДЕЛИТЕЛЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

Прн заданной э. д. с. батареи E и величине падения напряжения на стабилизирующем сопротивлении значительно лучшую стабилизацию, чем любая из трех рассмотренных выше схем, может обеспечить схема, изображенная на рис. 14. Эта схема отличается от схемы с последовательной связью (рис. 11) только способом питания базы: в данном случае ток в цепи базы создается не за счет наличия одного сопротивления $R_б$, а с помощью делителя напряжения R_1R_2.

Рис. 14. Схема температурной стабилизации с делителем напряжения.

Принцип действия такой схемы остается прежним. Увеличение тока $I_{\text{коэ}}$, вызванное повышением температуры, приводит к увеличению падения напряжения на сопротивлении $R_э$. Разность потенциалов между выводами эмиттера и базы уменьшается, что приводит к уменьшению тока базы $I_б$. В результате уменьшается та составляющая тока коллектора, которая равна произведению $\beta I_б$:

$$I_н = I_{\text{коэ}} + \beta I_б.$$

Таким образом, увеличение тока $I_{\text{коэ}}$ приводит к уменьшению слагаемого $\beta I_б$, и изменение суммарного тока коллектора $I_к$ оказывается меньше, чем изменение тока $I_{\text{коэ}}$.

Расчетная формула для определения коэффициента нестабильности $S_э$ при этом имеет следующий вид:

$$S_э = \frac{dI_к}{dI'_{\text{коэ}}} \approx \frac{E - I_к\dfrac{R_1+R_2}{R_2}R_э}{E - I'_{\text{коэ}}\dfrac{R_1+R_2}{R_2}R_э} = \frac{E - I_к R_{ст.э}}{E - I_{\text{коэ}}R_{ст.э}}, \qquad (27)$$

где $R_{ст.э} = \dfrac{R_1+R_2}{R_2}R_э$ — „эквивалентное стабилизирующее сопротивление".

Мы видим, что при введении понятия об эквивалентном стабилизирующем сопротивлении $R_{ст.э}$ расчетная формула для определения $S_э$ не отличается от формулы (26). Сравнивая эффективность стабилизации, обеспечиваемую схемами без делителя и с делителем напряжения, можно сделать вывод, что наличие делителя напряжения R_1R_2 в цепи базы транзистора в схеме на рис. 14 эквивалентно увеличению в $\dfrac{R_1+R_2}{R_2}$ раз величины стабилизирующего сопротивления $R_э$ в схеме на рис. 11. Поэтому схема стабилизации с делителем напряжения и получила самое широкое распространение.

Последовательность расчета элементов схемы зависит от того, какие из величин, входящих в формулу (27), являются заданными. В частности, при заданных (выбранных в ходе расчета) значениях E, $I_к$ и $S_э$ или S поступают так:

1) определяют из выражения (27) величину эквивалентного стабилизирующего сопротивления $R_{ст.э}$:

$$R_{ст.э} = \frac{E(1 - S_э)}{I_к - S_э I'_{\text{коэ}}};$$

2) вычисляют величину сопротивления R_1:

$$R_1 = \frac{E - I_э R_{ст.э}}{I_б}, \qquad (28)$$

где $I_э = I_б + I_к$;

$$I_б = \frac{I_к - I'_{\text{коэ}}}{\beta};$$

3) задавшись величиной ΔU падения напряжения на сопротивлении $R_э$, находят это сопротивление:

$$R_э = \frac{\Delta U}{I_э};$$

4) вычисляют величину сопротивления R_2:

$$R_2 = \frac{R_1 R_э}{R_{ст.э} - R_э}. \qquad (29)$$

Пример 9. Рассчитать величины всех сопротивлений в схеме на рис. 14, если напряжение источника, параметры транзистора, рабочая точка и величина $S_э$ такие же, как и в примере 8, сопротивление $R_к$ равно 5 *ком*, а величина падения напряжения на сопротивлении $R_э$ составляет $\Delta U_э = 1{,}5$ *в*.

Решение. Определяем величину сопротивлении $R_э$:

$$I_б = \frac{I_к - I_{коэ}}{\beta} = \frac{0{,}7 - 0{,}1}{19} = 0{,}03 \ ма;$$

$$I_э = I_к + I_б = 0{,}7 + 0{,}03 = 0{,}73 \ ма;$$

$$R_э = \frac{\Delta U_э}{I_э} = \frac{1{,}5}{0{,}73 \cdot 10^{-3}} \approx 2 \ ком.$$

Из формулы (27) определяем величину эквивалентного стабилизирующего сопротивления

$$R_{ст.э} = \frac{E(1 - S_э)}{I_к - S_э I'_{коэ}} = \frac{10(1 - 0{,}33)}{0{,}7 \cdot 10^{-3} - 0{,}33 \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-3}} = 10 \ ком$$

(как и следовало ожидать, $R_{ст.э} = R_н$ в схеме предыдущей задачи).

По формулам (28) и (29) определяем величины сопротивлений делителя

$$R_1 = \frac{E - I_э R_{ст.э}}{I_б} = \frac{10 - 0{,}73 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3}{0{,}03 \cdot 10^{-3}} = 90 \ ком;$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_э}{R_{ст.э} - R_э} = \frac{90 \cdot 2}{10 - 2} = 22{,}5 \ ком.$$

Итак, в рассчитанной нами схеме падение напряжения на стабилизирующем сопротивлении было выбрано в 5 раз меньшим, чем в примере 8, при одинаковой величине коэффициента стабилизации. Величины сопротивлений R_1 и R_2 во много раз превышают величину входного сопротивлении транзистора и их шунтирующее действие практически не заметно.

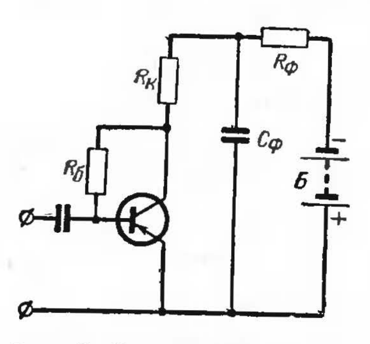


Рис. 15. Схема включения цепочки $R_ф C_ф$.

11. ВЛИЯНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ФИЛЬТРА

При разработке схемы многокаскадного устройства питание каскадов обычно осуществляют через развязывающие цепочки $R_ф C_ф$ (рис. 15). Иногда эти цепочки играют роль сглаживающих фильтров, а в некоторых случаях сопротивление $R_ф$ служит для понижения подводимого к каскаду напряжения питания.

При наличии в схеме каскада сопротивления $R_ф$ формулы (26) и (27) для определения $S_э$ не изменяют своей структуры, только к величине $R_{ст}$ или $R_{ст.э}$ в них прибавляется (в числителе и знаменателе) величина сопротивления $R_ф$, после чего эти формулы соответственно приобретают следующий вид:

$$S_э = \frac{E - I_к (R_{ст} + R_ф)}{E - I'_{коэ} (R_{ст} + R_ф)}; \tag{30}$$

$$S_э = \frac{E - I_к \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} R_э + R_ф\right)}{E - I'_{коэ} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} R_э + R_ф\right)}. \tag{31}$$

Таким образом, наличие сопротивления $R_ф$ улучшает температурную стабилизацию рабочей точки.

12. НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ РАСЧЕТА

1. Выбор величины тока коллектора $I_к$ в рабочей точке определится разными причинами и, в частности, может определяться требуемой величиной коэффициента температурной стабилизации. Необходимо задаваться такими значениями тока $I_к$ и напряжения $U_{к-э}$, при которых мощность, рассеивающаяся на коллекторе, $P_к = U_{к-э} I_к$ не превышает максимально допустимой, указываемой в паспортных данных транзистора. Совершенно очевидно, что величина постоянной составляющей тока базы (и коллектора) при работе в режиме А должна быть больше, чем амплитуда переменной составляющей тока в каждом из этих электродов. Следует также убедиться (расчетным путем), что амплитуда переменной составляющей напряжения на коллекторе не превышает величины напряжения $U_{к-э}$ между зажимами эмиттера и коллектора в выбранной рабочей точке покоя. В противном случае при наличии входного сигнала напряжение $U_{к-э}$ может в течение части периода падать до нуля, и тогда возникнут нелинейные искажения (отсечка тока).

2. Температурная стабильность рабочей точки не зависит от схемы включения транзистора по переменной составляющей; она зависит только от схемы включения транзистора по постоянной составляющей.

3. В примере 8 мы рассмотрели методику определения величины S (или $S_э$), исходя из максимально возможных ожидаемых изменений температуры и максимально допустимых температурных изменений тока коллектора. Однако практически далеко не всегда поступают таким образом. Чаще всего просто задаются некоторым значением S, обеспечивающим «хорошую» стабилизацию, исходя из которого производят расчет.

Строго говоря, само понятие «хорошая стабилизация» нуждается каждый раз в уточнении. Однако можно считать, что значение $S = 2$—4 или, что то же самое, $S_э = (2 \div 4)/(\beta + 1)$ удовлетворяет в большинстве случаев достаточно жестким требованиям. Выбирать $S < 2$ нецелесообразно (за исключением некоторых, спе-

3*

циальных случаев), так как уменьшение S связано с уменьшением сопротивления R_2, что влечет за собой уменьшение усиления (из-за шунтирующего действия сопротивления R_2) и увеличение расхода тока, потребляемого цепочкой R_1R_2 от батареи. С другой стороны, при $S>4$ температурные изменения коллекторного тока будут довольно значительны.

Порядок расчета элементов схемы при произвольном выборе величины S или $S_э$ не отличается от рассмотренного в примере 9.

При расчете многокаскадного усилителя коэффициент температурной стабилизации первых каскадов можно выбрать меньшим, чем коэффициент температурной стабилизации последующих, учитывая различие в величинах переменных составляющих токов в цепях этих каскадов.

4. Во всех рассмотренных выше схемах стабилизации рабочей точки отсутствовали нелинейные элементы и отрицательной обратной связью охватывался только один каскад. На практике, помимо рассмотренных схем, находят применение схемы с нелинейными элементами (термисторами и полупроводниковыми диодами), а также такие схемы, в которых цепь обратной связи охватывает два и более каскадов.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

РАСЧЕТ МНОГОКАСКАДНЫХ СХЕМ

13. РЕОСТАТНО-ЕМКОСТНАЯ СВЯЗЬ (УСИЛИТЕЛЬ НА СОПРОТИВЛЕНИЯХ)

Если усиление, даваемое однокаскадным усилителем, недостаточно, то прибегают к многокаскадной схеме. Схемы междукаскадной связи в транзисторных усилителях по внешнему виду не отличаются от аналогичных схем усилителей на электронных лампах. Но в основе расчета многокаскадных транзисторных схем лежат иные принципы, вытекающие из самой природы транзисторов: 1) транзистор является усилителем тока, а так как его входное сопротивление не равно нулю, то во входной цепи рассеивается определенная мощность; 2) большое различие в величине входных и выходных сопротивлений транзисторов делает целесообразным электрическое согласование каскадов

Чаще всего в многокаскадных схемах применяют реостатно-емкостную связь. На рис. 16 дана схема двухкаскадного усилителя на транзисторах, включенных по схеме с общей базой. Сопротивление нагрузки первого каскада по переменной составляющей в этой схеме равно величине параллельно соединенных сопротивлений $R_{к1}$, $R_{э2}$ и входного сопротивления второго транзистора $R_{вх2}$. Так как последнее составляет всего десятки ом, легко выполнить условия $R_{э1}\approx R_{э2}\gg R_{вх1}\approx R_{вх2}$ и $R_{к1}\gg R_{вх2}$. При этом можно считать, что переменная составляющая коллекторного тока первого транзистора полностью попадает на вход второго, и мы получим для усиления по току и по напряжению следующие формулы:

$$K_т = K_{т1}K_{т2} = \alpha_{д1}\alpha_{д2}; \qquad (32)$$

$$K_н = \alpha_{д1}\alpha_{д2}\frac{R_н}{R_{вх1}}, \qquad (33)$$

где $\alpha_{д1}$ и $\alpha_{д2}$ — динамические коэффициенты усиления по току первого и второго транзисторов;

$R_н$ — сопротивление нагрузки усилителя, равное в рассматриваемом случае величине $R_{к2}$;

$R_{вх1}$ — входное сопротивление первого каскада.

Как известно, $\alpha_д<\alpha<1$. Поэтому выходной ток первого каскада (здесь и в дальнейшем, говоря о токах и напряжениях, мы имеем в виду их переменную составляющую) будет меньше, чем входной, а выходной ток второго меньше, чем выходной ток первого. Таким образом, схема дает не усиление, а ослабление тока. Усиление же по напряжению ($K_н>1$) может быть получено только за счет разницы в сопротивлениях $R_н$ и $R_{вх1}$. Однако оно будет

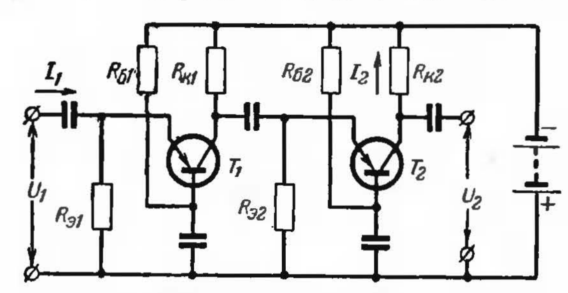


Рис. 16. Двухкаскадный усилитель с реостатно-емкостной связью на транзисторах, включенных по схеме с общей базой.

меньше, чем в случае однокаскадной схемы, имеющей такое же сопротивление нагрузки, как и двухкаскадная. Отсюда очевидно, что применять включение транзисторов по схеме с общей базой в случае реостатно-емкостной связи между каскадами не имеет смысла.

Рассмотрим теперь случай включения транзисторов по схеме с общим эмиттером (рис. 17). Если предположить, что входное сопротивление второго транзистора $R_{вх2}$ значительно меньше, чем сопротивления $R_{к1}$, R_1 и R_2, то можно считать, что нагрузкой первого каскада является сопротивление $R_{вх2}$, и весь выходной ток первого каскада идет через это сопротивление (т. е. в цепь базы второго транзистора).

В этом случае для всего усилителя будем иметь:

$$K_т = \beta_{д1}\beta_{д2}; \qquad (34)$$

$$K_н = \beta_{д1}\beta_{д2}\frac{R_н}{R_{вх1}}, \qquad (35)$$

где $\beta_{д1}$ и $\beta_{д2}$ — динамические коэффициенты усиления по току первого и второго транзисторов соответственно.

Схема эта обеспечивает усиление не только по напряжению, но и по току. Если учесть также невысокую стоимость, малые габариты и вес элементов междукаскадной связи, то станет ясно, почему рассмотренный способ включения транзисторов приобрел широкое распространение.

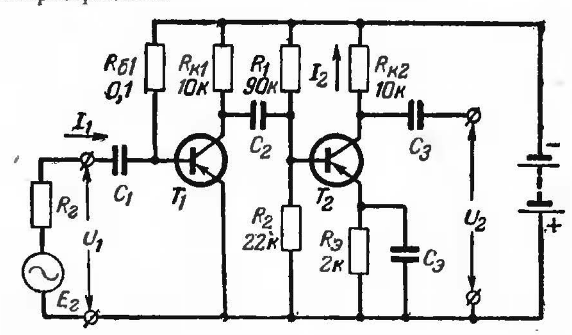


Рис. 17. Двухкаскадный усилитель с реостатно-емкостной связью на транзисторах, включенных по схеме с общим эмиттером.

Расчетные формулы для n-каскадного усилителя отличаются от формул (34) и (35) только наличием дополнительных множителей $\beta_{дi}$, где i — индекс, соответствующий порядковому номеру каскада. Например, для n-каскадного усилителя на транзисторах с общим эмиттером получим:

$$K_т = \beta_{д1}\beta_{д2}\ldots\beta_{д\,n}; \qquad (36)$$

$$K_н = \beta_{д1}\beta_{д2}\ldots\beta_{д\,n}\frac{R_н}{R_{вх1}}. \qquad (37)$$

Читатель, возможно, обратил внимание на тот факт, что мы не прибегаем к вычислению напряжения на входе каждого каскада. Дело в том, что транзистор мы рассматриваем как прибор, управляемый током, и определение входных напряжений каждого из каскадов было бы ненужной тратой времени. Более того, при работе транзистора в условиях, когда сопротивление $R_к$ в цепи коллектора значительно превышает величину входного сопротивления последующего каскада, изменения входного сопротивления, обусловленные разбросом параметров транзисторов, будут приводить почти к таким же (в процентном выражении), изменениям напряжения на входе каскада, в то время как входной, а следовательно, и выходной ток каскада не будут изменяться. В самом деле, при $R_{к1} \gg R_{вх2}$ даже значительные в процентном выражении изменения $R_{вх2}$ не приведут к заметному изменению распределения выходного тока транзистора между сопротивлениями $R_{к1}$ и $R_{вх2}$.

Таким образом, при расчете по току разброс параметров $r_э$ и $r_б$ транзисторов мало скажется на точности расчета рассмотренной схемы. В то же время для успешного расчета совершенно необходимо знать величину коэффициента усиления по току β тех именно транзисторов, которые будут работать в схеме. Иными словами, следует либо измерить величины β имеющихся в наличии транзисторов и после этого приступать к расчету, либо рассчитать схему, задавшись некоторым значением β, и подобрать транзисторы с коэффициентом усиления, близким к расчетному.

При выводе расчетных формул для многокаскадного усилителя мы ради упрощения пренебрегали шунтирующим действием сопротивлений в цепи коллектора и базы. Учесть влияние этих сопротивлений на коэффициент усиления можно следующим образом.

Сопротивление нагрузки (по переменной составляющей) первого транзистора $R_{н1}$ в схеме на рис. 17 равно параллельному соединению сопротивлений $R_{к1}$, R_1, R_2 и $R_{вх2}$. Оно может быть найдено из следующей формулы:

$$\frac{1}{R_{н1}} = \frac{1}{R_{к1}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{вх2}}. \qquad (38)$$

Найденную величину $R_{н1}$ следует подставлять в расчетную формулу (10) вместо $R_н$ при определении динамического коэффициента усиления по току.

Сопротивления $R_{к1}$, R_1 и R_2 шунтируют вход второго каскада, и входной ток второго каскада уменьшается. Обозначив ток в цепи коллектора первого транзистора через $I_{вых1}$, можно написать следующее равенство:

$$I_{вых1}R_{н1} = I_{вх2}R_{вх2},$$

откуда

$$\frac{I_{вх2}}{I_{вых1}} = \frac{R_{н1}}{R_{вх2}}.$$

Отношение входного тока второго транзистора к входному току первого равно:

$$\frac{I_{вх2}}{I_1} = \frac{I_{вых1}}{I_1}\frac{I_{вх2}}{I_{вых1}} = \beta_{д1}\frac{R_{н1}}{R_{вх2}}.$$

Величина $R_{н1}/R_{вх2}$ показывает, какая часть выходного тока предыдущего каскада попадает на вход (в цепь базы транзистора) последующего. Эта величина является по существу коэффициентом использования коллекторного тока.

Вводя коэффициент использования коллекторного тока в расчетные формулы (34) и (35), получим (для схемы на рис. 17):

$$K_т = \beta_{д1}\frac{R_{н1}}{R_{вх2}}\beta_{д2}; \qquad (39)$$

$$K_н = \beta_{д1}\frac{R_{н1}}{R_{вх2}}\beta_{д2}\frac{R_н}{R_{вх1}}. \qquad (40)$$

Для n-каскадного усилителя имеем следующие соотношения:

$$K_т = \beta_{д1}\frac{R_{н1}}{R_{вх2}}\beta_{д2}\frac{R_{н2}}{R_{вх3}}\ldots\beta_{дn}; \qquad (41)$$

$$K_н = \beta_{д1}\frac{R_{н1}}{R_{вх2}}\beta_{д2}\frac{R_{н2}}{R_{вх3}}\ldots\beta_{дn}\frac{R_н}{R_{вх1}}. \qquad (42)$$

Рассмотрим принципы расчета элементов схем междукаскадной связи. Последние выбираются таким образом, чтобы на средних частотах рабочего диапазона их наличием можно было пренебречь. Например, емкость разделительного конденсатора C_2 в схеме на рис. 17 должна быть достаточно большой. Но какая бы схема междукаскадной связи ни была выбрана (за исключением гальванической) сопротивление или проводимость элемента междукаскадной связи неизбежно скажется на величине коэффициента усиления каскада на нижних или верхних частотах рабочего диапазона.

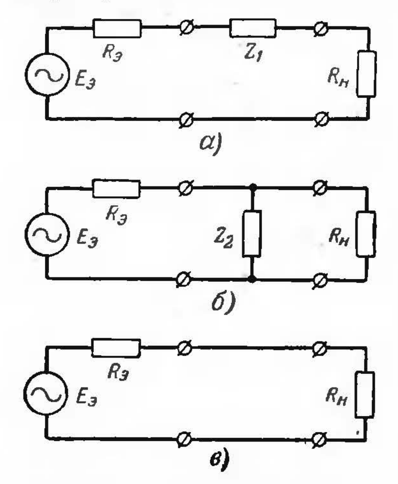


Рис. 18. К расчету элементов междукаскадной связи.

Если рассматривать предыдущий, n-й каскад как эквивалентный генератор усиливаемого напряжения, а входное сопротивление транзистора последующего, $(n+1)$-го каскада как сопротивление нагрузки $R_н$ этого генератора, то элемент схемы междукаскадной связи может быть включен между генератором и нагрузкой только одним из двух показанных на рис. 18 способов: либо в разрыв цепи между генератором и нагрузкой, либо параллельно сопротивлению нагрузки. В первом случае сопротивление Z_1 уменьшает величину тока в нагрузке. Во втором случае сопротивление Z_2 шунтирует сопротивление нагрузки, также уменьшая ток в последнем.

Обозначим, как и в случае ламповых усилителей, коэффициент частотных искажений каскада символом M:

$$M=\frac{K_т}{K'_т}=\frac{I_{n+1}}{I'_{n+1}},$$

где буквами без штриха обозначены коэффициент усиления каскада и ток во входном электроде транзистора следующего каскада при $Z_1=0$ и $Z_2=\infty$ (т. е. в схеме на рис. 18,в, которая соответствует средним частотам рабочего диапазона).

Для схемы на рис. 18,а можно получить формулу

$$M=1+\frac{Z_1}{R_{вых}+R_{вх}}, \qquad (43)$$

где $R_{вых}$ — выходное сопротивление той части схемы, которая предшествует сопротивлению Z_1, а $R_{вх}$ — входное сопротивление той части схемы, которая включена после сопротивления Z_1.

Для схемы на рис. 18,б коэффициент частотных искажений

$$M=1+\frac{R_{экв}}{Z_2}, \qquad (44)$$

где $R_{экв}$ — сопротивление, равное результирующей величине всех тех сопротивлений схемы, параллельно которым включено сопротивление Z_2 (в число параллельно соединенных сопротивлений входит и выходное сопротивление транзистора рассчитываемого каскада).

В большинстве применяемых на практике схем сопротивления Z_1 и Z_2 являются чисто реактивными. Поэтому величина M, определяемая формулами (43) и (44), оказывается комплексной. Комплексный характер величины M свидетельствует о том, что при изменении частоты выходной ток каскада меняется не только по амплитуде, но и по фазе.

Формулы (43) и (44) позволяют по заданным амплитудно-частотным или фазо-частотным искажениям определить величину элемента междукаскадной связи. Применим эти формулы к расчету некоторых элементов схемы на рис. 17. Анализируя свойства схемы на средних частотах, мы пренебрегали наличием разделительных конденсаторов C_1 и C_2. При уменьшении частоты емкостное сопротивление разделительного конденсатора возрастает, что ведет к уменьшению входного тока последующего каскада и, следовательно, к уменьшению усиления усилителя.

Эквивалентная схема междукаскадной связи при низких частотах соответствует случаю, изображенному на рис. 18,а, где следует принять:

$$Z_1=\frac{1}{j\omega C_i}.$$

Подставляя это значение Z_1 в формулу (43) и решая ее относительно C_i, получим:

$$C_i\geqslant\frac{1}{(R_{вых}+R_{вх})\,\omega_н\sqrt{|M_{нi}|^2-1}}, \qquad (45)$$

где, например, в случае емкости $C_i=C_2$ для схемы на рис. 17 следует принять: $R_{вых}$ — параллельное соединение сопротивления $R_{к1}$ и выходного сопротивления транзистора T_1 при включенном между базой и эмиттером этого транзистора сопротивлении $R_г$; $R_{вх}$ — параллельное соединение входного сопротивления транзистора T_2 и сопротивлений R_1 и R_2, образующих цепь питания базы; $\omega_н=2\pi f_н$ — нижняя частота рабочего диапазона частот усилителя.

Малая величина суммы $R_{вых}+R_{вх}$ (по сравнению с аналогичной величиной в ламповых схемах) приводит к тому, что для обеспечения малых искажений на низких частотах приходится выбирать величину C порядка нескольких микрофарад.

Величиной $M_н$ рассчитываемого каскада задаются, как и при расчете ламповых усилителей, исходя из заданной нормы частотных искажений на весь усилитель в целом ($M_{н.общ}$) и зная число каскадов и схему каждого каскада рассчитываемого усилителя.

Емкость разделительного конденсатора во входной цепи усилителя вычисляют также по формуле (45), заменяя в ней сопротивление $R_{вых}$ внутренним сопротивлением источника усиливаемого сигнала.

Рассмотрим влияние элементов $R_э$ и $C_в$ цепи температурной стабилизации рабочей точки (см. рис. 17) на амплитудно-частотную характеристику каскада.

На средних частотах диапазона сопротивление цепи $R_э C_э$ невелико и практически не влияет на величину входного сопротивления каскада между выводом базы транзистора T_2 и общей точкой схемы. Но по мере уменьшения частоты сопротивление этой цепи увеличивается, а входной (и выходной) ток транзистора T_2 уменьшается.

Из формулы (19) следует, что при включении в цепь эмиттера сопротивления $Z_н$ входное сопротивление транзистора возрастает на величину

$$\Delta Z = Z_н (\beta + 1)_д \approx Z_н (\beta_д + 1).$$

Таким образом, этот случай приводится к схеме на рис. 18,*а*, если принять:

$$Z_1 = (\beta_д + 1) \frac{R_э \frac{1}{j\omega C_э}}{R_э + \frac{1}{j\omega C_э}} = \frac{(\beta_д + 1) R_э}{1 + j\omega C_э R_э}.$$

Подставляя это значение Z_1 в формулу (43) и решая ее относительно $C_э$, получим:

$$C_э \geqslant \frac{1}{\omega_н R_э} \sqrt{\frac{2A + A^2}{|M_н|^2 - 1}}, \qquad (46)$$

где

$$A = \frac{R_э}{R_ц} (\beta_д + 1);$$

$$R_ц = R_{вых} + R_{вх};$$

$R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора T_2;
$R_{вых}$ — параллельное соединение сопротивлений R_1, R_2, $R_к$ и $R_{вых1}$;
$R_{вых1}$ — выходное сопротивление транзистора T_1 при подключенном к его входным электродам сопротивлении $R_г$.

Пример 10. Определить коэффициент усиления по току и по напряжению усилителя (рис. 17) на транзисторах типа П13 на средних частотах рабочего диапазона. Параметры транзисторов те же, что и в предыдущих примерах.

Р е ш е н и е. Определяем параметры второго каскада:

$$\beta_{д2} = \beta_2 \frac{r_{вых.э}}{r_{вых.э} + R_н} = 19 \frac{55 \cdot 10^3}{55 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} = 16;$$

$$R_{вх2} = r_б + r_э (\beta_{д2} + 1) = 120 + 22 (16 + 1) = 494 \approx 500 \ ом.$$

Определяем параметры первого каскада:

$$\frac{1}{R_{н1}} = \frac{1}{R_{н1}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{вх2}} = \frac{1}{10} + \frac{1}{90} + \frac{1}{22} + \frac{1}{0,5} = 2,15 \cdot 10^{-3} \ сим;$$

$$R_{н1} = 468 \ ом;$$

$$\beta_{д1} = 19 \frac{55 \cdot 10^3}{55 \cdot 10^3 + 0,468 \cdot 10^3} \approx 19;$$

$$R_{вх1} = 120 + 22 (19 + 1) = 560 \ ом.$$

Коэффициент усиления по току

$$K_т = \left(-\beta_{д1} \frac{R_{н1}}{R_{вх2}}\right) (-\beta_{д2}) = \left(-19 \frac{468}{500}\right) (-16) = 285.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_н = K_I \frac{R_н}{R_{вх}} = 285 \frac{10 \cdot 10^2}{560} = 5\,100.$$

Пример 11. Определить емкость $C_э$ конденсатора в схеме на рис. 17, если амплитудно-частотные искажения, создаваемые цепью $R_э C_э$, не должны превышать величины $|M_н| = 1,05$ при $f_н = 100$ *гц*. Внутреннее сопротивление генератора $R_г = 1\,000$ *ом*.

Р е ш е н и е.

$$\frac{1}{R_{вых}} = \frac{1}{R_{вых1}} + \frac{1}{R_{к1}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{1}{75} + \frac{1}{10} + \frac{1}{90} + \frac{1}{22} \approx \frac{1}{6},$$

где

$$R_{вых1} = r_{вых.э} \left(1 + \frac{\beta r_э}{r_э + r_б + R_г}\right) = 55 \cdot 10^3 \left(1 + \frac{19 \cdot 22}{22 + 120 + 1\,000}\right) = 75 \ ком;$$

$$R_{вых} = 6 \ ком;$$

$$A = \frac{R_э}{R_ц} (\beta_{д2} + 1) = \frac{2 \cdot 10^3}{6 \cdot 10^3 + 500} (16 + 1) \approx 5,2;$$

$$C_э \geqslant \frac{1}{\omega_н R_э} \sqrt{\frac{2A + A^2}{|M_н|^2 - 1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 2 \cdot 10^3} \sqrt{\frac{2 \cdot 5,2 + 5,2^2}{1,05^2 - 1}} = 15,3 \ мкф.$$

При выборе величины сопротивления $R_к$ в цепи коллектора приходится удовлетворять двум противоречивым требованиям: с одной стороны, желательно, чтобы сопротивление $R_к$ было возможно больше по сравнению с величиной входного сопротивления последующего каскада. С другой стороны, увеличение $R_к$ при заданном токе коллектора приводит к тому, что падение напряжения на этом сопротивлении увеличивается, а напряжение между коллектором и эмиттером $U_{к\text{-}э}$ уменьшается, что ограничивает амплитуду переменной составляющей тока и напряжения в цепи коллектора (в течение той части периода усиливаемого напряжения, когда коллекторный ток возрастает, напряжение $U_{к\text{-}э}$ может упасть до нуля и транзистор перестанет усиливать). Следует также иметь в виду, что увеличение $R_к$ в выходном реостатном каскаде связано с увеличением амплитудно-частотных искажений на верхних частотах.

14. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ НА ВЕРХНИХ ЧАСТОТАХ

Уже на частотах порядка нескольких килогерц начинает проявляться комплексный характер некоторых параметров транзистора. Схема замещения транзистора при этом усложняется и теряет свою наглядность. Но при расчете усилителей звуковой частоты задача упрощается: расчет выполняют для средних частот рабочего диапазона, а затем определяют коэффициент частотных искажений на верхней частоте заданного диапазона. При этом практически приходится учитывать два фактора, оказывающие влияние на частотную зависимость коэффициента усиления каскада: 1) наличие частотной зависимости параметров α и β и 2) наличие емкости коллекторного перехода.

С увеличением частоты коэффициент усиления транзистора по току уменьшается. Кроме того, начинает сказываться ограниченная величина скорости носителей тока, перемещающихся от эмиттера к коллектору, что выражается в отставании фазы выходного тока от фазы входного. Количественная сторона обоих явлений характеризуется специальным параметром f_α или f_β.

Частотная зависимость коэффициента усиления транзистора по току при включении по схеме с общей базой выражается приближенной формулой

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j\dfrac{f}{f_\alpha}}, \tag{47}$$

где α_0 — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой при низких частотах, т. е. та величина, которую мы до сих пор обозначали просто через α;

f_α — граничная частота усиления по току в схеме с общей базой (обычно приводится в справочниках вместе с другими параметрами транзистора).

Из выражения (47) находим, что модуль коэффициента усиления по току при частоте f должен быть равен величине

$$|\alpha| = \frac{{}_0}{\sqrt{1+\left(\dfrac{f}{f_\alpha}\right)^2}}, \tag{47а}$$

а фаза выходного тока должна отставать от фазы входного на угол

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{f}{f_\alpha}. \tag{47б}$$

При $f = f_\alpha$ получим:

$$|\alpha| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707. \tag{48}$$

Таким образом, граничной частотой усиления по току для схемы с общей базой является такая частота, на которой коэффициент усиления по току уменьшается до 0,707 своего значения при низкой частоте.

Для случая включения транзистора по схеме с общим эмиттером имеют место аналогичные зависимости:

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j\dfrac{f}{f_\beta}}; \tag{49}$$

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1+\left(\dfrac{f}{f_\beta}\right)^2}}; \tag{49а}$$

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{f}{f_\beta}, \tag{49б}$$

где β_0 — коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером при низких частотах;

f_β — граничная частота усиления по току в схеме с общим эмиттером, причем

$$f_\beta \approx 0{,}8 f_\alpha (1 - \alpha) \approx \frac{0{,}8 f_\alpha}{(1 + \beta_0)}. \tag{50}$$

Существенно, что формула (47а) является приближенной даже в диапазоне частот $f < f_\alpha$. Формула (47б) дает значительную погрешность уже при $f = 0{,}5 f_\alpha$. В то же время формула (49а) обеспечивает удовлетворительную точность в диапазоне частот до $f = (3 \div 5) f_\beta$.

Перейдем к рассмотрению емкостей транзистора. Как известно, в каждом *n-p* переходе на границе двух слоев полупроводника с разной проводимостью находится область, в которой свободные носители зарядов (электроны и дырки) отсутствуют: они «вытягиваются» из этой области электрическим полем, возникающим на *n-p* переходе. Это делает *n-p* переход подобным некоторой емкости, роль обкладок которой играют слои полупроводника с проводимостью *n* и *p*, а роль диэлектрика — промежуточный обедненный свободными носителями слой. Изменение прикладываемого к переходу постоянного напряжения приводит к изменению толщины обедненного носителями слоя, а следовательно, и к изменению емкости перехода. Правда, в отличие от обычных конденсаторов через *n-p* переходы транзистора может протекать довольно значительный ток (ток эмиттера или коллектора), но это никак не отражается на емкостных свойствах перехода.

Емкость коллекторного перехода $C_{к\text{-}б}$ (между выводами коллектор—база) транзисторов типа П13 и П14 достигает 40—50 *пф* при малых напряжениях $U_{к\text{-}б}$ и уменьшается с ростом напряжения $U_{к\text{-}б}$. Емкость эмиттерного перехода $C_{э\text{-}б}$ в 2 — 3 раза больше. Можно считать, что емкость $C_{к\text{-}б}$ в эквивалентной схеме транзистора включена параллельно сопротивлению коллектора $r_к$, а емкость $C_{э\text{-}б}$ — параллельно сопротивлению эмиттерного перехода $r_э$. Так как $r_э$ ссоставляет десятки ом, влиянием емкости $C_{э\text{-}б}$ на ха-

рактеристики каскада можно пренебречь. С влиянием же емкости $C_{к\text{-}б}$ приходятся считаться.

В схеме с общей базой емкость $C_{к\text{-}б}$ включена практически параллельно выходным зажимам. Что же касается схемы с общим эмиттером, то здесь между выходными зажимами (эмиттер — коллектор) действует не емкость

$$C'_{к\text{-}э} = \frac{C_{к\text{-}б} C_{э\text{-}б}}{C_{к\text{-}б} + C_{э\text{-}б}} < C_{к\text{-}б},$$

как можно было бы ожидать при поверхностном рассмотрении схемы, а емкость

$$C_{к\text{-}э} = C_{к\text{-}б}(\beta + 1). \qquad (51)$$

Причина изменения выходной емкости при переходе от схемы с общей базой к схеме с общим эмиттером та же, в силу которой изменяется действительная составляющая выходного сопротивления.

Емкости $C_{э\text{-}б}$ и $C_{к\text{-}б}$ эмиттерного и коллекторного *n-p* переходов не следует смешивать с так называемой диффузионной емкостью $C_д$ эмиттерного перехода, природа которой заключается в следующем. Если приложенное к базе эмиттерного перехода транзистора типа *p-n-p* отрицательное (по отношению к эмиттеру) напряжение возрастает, то дырки из области *p* начинают перемещаться в область *n*, а электроны из области *n* в область *p*. При этом абсолютное количество дырок в области *n* и электронов в области *p* увеличивается. При уменьшении напряжения процесс протекает в обратном порядке. Накопление и изменение объемных (пространственных) зарядов в областях *p* и *n* происходит таким образом, как если бы параллельно эмиттерному *n-p* переходу была включена некоторая емкость $C_д$. Диффузионная емкость достигает величины в несколько тысяч пикофарад и влияет на характер входного сопротивления транзистора значительно сильнее, чем емкость эмиттерного перехода $C_{э\text{-}б}$.

Тем не менее при рассматриваемом в этой книге способе расчета учитывать наличие емкостей $C_{э\text{-}б}$ и $C_д$ не требуется. Дело в том, что в качестве основного параметра транзистора мы принимаем коэффициент усиления по току. Наличие и влияние обеих емкостей, шунтирующих эмиттерный переход, автоматически учитывается в процессе определения граничной частоты f_α или f_β.

Могут возразить, что такой подход к решению вопроса предполагает питание каскада от генератора тока, а на практике сопротивление источника усиливаемого сигнала имеет конечную величину. Но при переходе от бесконечно большой величины сопротивления источника сигнала к конечной шунтирующее действие емкостей должно уменьшаться и фактически амплитудно-частотные искажения окажутся меньше (а не больше 1), чем вычисленные.

В паспортных данных транзисторов обычно бывают указаны типовые значения частоты f_α или f_β и емкости $C_{к\text{-}б}$. Точную величину f_β и $C_{к\text{-}э}$ конкретных экземпляров транзисторов можно определить только путем измерения.

Выходная емкость транзистора в схеме реостатного каскада оказывается включенной параллельно сопротивлению нагрузки и шунтирует последнее, что приводит к уменьшению коэффициента усиления каскада. Таким образом, на верхних частотах диапазона усиление транзисторного каскада уменьшается по двум причинам: 1) вследствие уменьшения величины $|\alpha|$ или $|\beta|$ с ростом частоты и 2) вследствие шунтирующего действия выходной емкости транзистора (а также емкости монтажа).

Первый процесс характеризуется формулами (47) и (49). Коэффициент амплитудно-частотных искажений, обусловленных частотной зависимостью величин $|\alpha|$ и $|\beta|$ соответственно будет:

$$|M_\alpha| = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}; \qquad (52)$$

$$|M_\beta| = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}. \qquad (53)$$

Первая формула относится к случаю включения транзистора по схеме с общей базой, а вторая — по схеме с общим эмиттером.

Цепь междукаскадной связи в усилителе на сопротивлениях на верхних частотах диапазона соответствует схеме на рис. 18,б, в которой сопротивление

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C_0},$$

где $C_0 = C_{вых}$ — выходная емкость транзистора, которую в зависимости от схемы включения можно принять равной $C_{к\text{-}б}$ или $C_{к\text{-}э}$.

Подставляя значение Z_2 в формулу (44), находим коэффициент амплитудно-частотных искажений на верхних частотах, обусловленных шунтирующим действием емкости C_0:

$$|M_в| = \sqrt{1 + \omega C_0 R_{экв}}, \qquad (54)$$

где $R_{экв}$ — сопротивление, равное величине параллельно соединенных входного сопротивления второго транзистора, сопротивлений делителя в цепи базы второго транзистора, сопротивления в цепи коллектора первого транзистора и выходного сопротивления первого транзистора (при нагрузке его входных зажимов на сопротивление $R_г$).

Общий коэффициент частотных искажений каскада на верхних частотах равен произведению величины $M_в$, определяемой по формуле (54), на величину M_α или M_β.

В зависимости от типа транзистора, схемы его включения, верхней частоты диапазона и величины $R_{экв}$ один из множителей может оказаться значительно больше другого.

Пример 12. Определить общий коэффициент частотных искажений $M_{общ}$ первого каскада схемы на рис. 17 при $f = 8\,000$ *гц*, если граничная частота усиления транзистора по току $f_\alpha = 500$ *кгц*, а емкость $C_{к\text{-}б}$ составляет 40 *пф*.

Решение.

$$f_\beta \approx 0{,}8 f_\alpha (1-\alpha) = 0{,}8 \cdot 500\,(1-0{,}95) = 20 \text{ кгц};$$

$$|M_\beta| = \sqrt{1+\left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2} = \sqrt{1+\left(\frac{8\cdot 10^3}{20\cdot 10^3}\right)^2} = 1{,}08;$$

$$C_0 = C_{\text{к-э}} = C_{\text{к-б}}\,(\beta+1) = 40\,(19+1) = 800 \text{ пф};$$

$$|M_\text{в}| = \sqrt{1+(\omega C_0 R_\text{экв})^2} = \sqrt{1+(2\pi 8\cdot 10^3\cdot 800\cdot 10^{-12}\cdot 500)^2} \approx 1,$$

где $R_\text{экв} = 500$ *ом* (см. пример 10);

$$|M_\text{общ}| = |M_\beta| = 1{,}08.$$

15. ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ СОГЛАСОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРА С НАГРУЗКОЙ

Прежде чем перейти к расчету схем с трансформаторной связью между каскадами, напомним некоторые положения, известные из электротехники.

Рассмотрим, как будет изменяться мощность, выделяющаяся на сопротивлении нагрузки $R_\text{н}$, при изменении этого сопротивления от нуля до бесконечно большой величины, если э. д. с. и внутреннее сопротивление генератора $R_\text{г}$ (рис. 19,*а*) остаются в продолжение опыта неизменными.

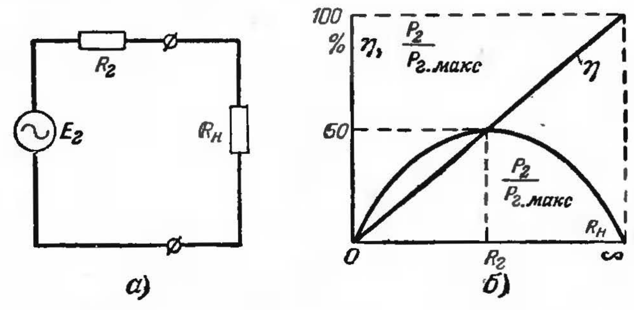


Рис. 19. Энергетические соотношения в цепи генератор—нагрузка.

Очевидно, при $R_\text{н} \ll R_\text{г}$ э. д. с. генератора почти полностью падает на внутреннем сопротивлении генератора, и в нагрузку попадает только малая часть развиваемой генератором мощности. По мере увеличения сопротивления нагрузки мощность, выделяющаяся в нагрузке, сначала растет, а затем, достигнув при некотором значении $R_\text{н}$ своего максимума, начинает падать (рис. 19,*б*). Уменьшение мощности в нагрузке при больших величинах $R_\text{н}$ объясняется тем, что хотя при увеличении сопротивления $R_\text{н}$ падение напряжения на нем растет, приближаясь к величине э. д. с. генератора, ток в цепи уменьшается, и эффект уменьшения тока преобладает над эффектом увеличения напряжения.

Из электротехники известно, что генератор с заданными э. д. с. и внутренним сопротивлением отдает в нагрузку наибольшую мощность в том случае, если сопротивление нагрузки равно внутреннему сопротивлению генератора ($R_\text{н} = R_\text{г}$). Легко видеть, что к. п. д. системы (т. е. отношение полезной мощности P_2 ко всей затраченной) составляет при этом 50%. Зависимость мощности в нагрузке и к. п. д. генератора (η) от величины сопротивления нагрузки показана на рис. 19,б.

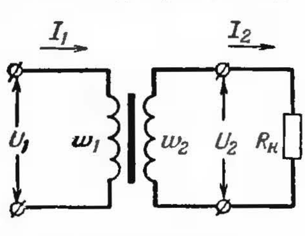


Рис. 20. Преобразование сопротивления с помощью трансформатора.

На практике часто возникает необходимость обеспечить передачу максимальной мощности от генератора в нагрузку, сопротивление которой по величине значительно отличается от сопротивления генератора. Такую задачу успешно решают с помощью согласующего трансформатора, используя замечательное свойство последнего преобразовывать величину не только токов и напряжений, но и нагрузочных сопротивлений.

В самом деле, найдем отношение напряжения U_1 на зажимах первичной обмотки трансформатора (рис. 20) к входному току I_1 при условии, что вторичная обмотка трансформатора нагружена на сопротивление $R_\text{н}$, потери в обмотках отсутствуют и коэффициент трансформации

$$n = \frac{w_1}{w_2},$$

где w_1 — число витков первичной, а w_2 — число витков вторичной обмотки.

Из условия отсутствия потерь следует:

$$U_1 I_1 = U_2 I_2;\; U_1 = nU_2;\; I_1 = \frac{I_2}{n}.$$

Входное сопротивление трансформатора

$$R_\text{вх} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{nU_2}{I_2/n} = n^2 \frac{U_2}{I_2}.$$

Но отношение U_2/I_2 равно сопротивлению нагрузки $R_\text{н}$, поэтому

$$R_\text{вх} = n^2 R_\text{н}.$$

Трансформатор как бы преобразовал, изменил в n^2 раз величину сопротивления нагрузки. Следовательно, если при $R_\text{г} \neq R_\text{н}$ мы подключим нагрузку к генератору через трансформатор с коэффициентом трансформации $n = \sqrt{R_\text{г}/R_\text{н}}$, то входное сопротивление трансформатора будет равно сопротивлению генератора. Половина развиваемой генератором мощности попадет в первичную обмотку трансформатора и оттуда через вторичную обмотку — в сопротивление нагрузки.

Заметим, что при таком выборе n сопротивление, измеренное между зажимами вторичной обмотки (при отключенной нагрузке вторичной обмотки), будет равно $R_н$, если первичная обмотка нагружена на сопротивление $R_г$. При наличии потерь в обмотках формулы несколько усложняются, но принцип согласования остается неизменным.

16. ТРАНСФОРМАТОРНАЯ СВЯЗЬ КАСКАДОВ

Выходное сопротивление транзисторов в схеме с общей базой и общим эмиттером всегда значительно больше входного. Поэтому при реостатно-емкостной связи между каскадами каждый транзистор, нагруженный на входное сопротивление последующего, работает практически в режиме короткого замыкания и мощность, развиваемая предыдущим каскадом, используется далеко не полностью.

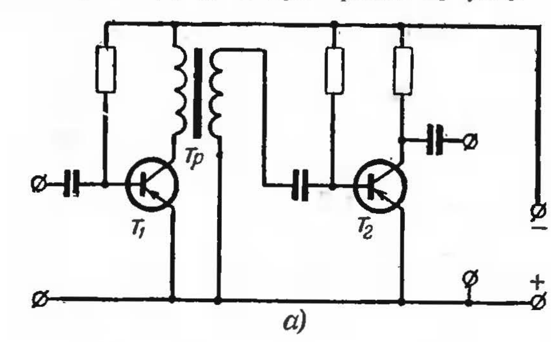
Напрашивается мысль применить для электрического согласования каскадов трансформатор. Согласующий трансформатор будет пересчитывать сравнительно небольшое входное сопротивление последующего каскада в цепь коллектора предыдущего. При $w_2<w_1$ величина пересчитанного сопротивления будет превышать величину сопротивления нагрузки вторичной обмотки. На пересчитанном сопротивлении будет выделяться бо́льшая колебательная мощность, которая попадет на вход последующего каскада.

Согласующее действие трансформатора можно объяснить и по-другому. Мы знаем, что транзистор — управляемое током устройство. Для увеличения выходного тока транзистора следует увеличить его входной ток. Как известно, при $R_г>R_н$ согласующий трансформатор имеет больше витков в первичной обмотке, чем во вторичной, т. е. является понижающим по напряжению и повышающим по току. При включении первичной обмотки в цепь коллектора трансформатор будет увеличивать коллекторный ток в n раз и подводить его к входу следующего каскада. Очевидно, что коэффициент усиления каскада по току возрастет при этом также в n раз. Поэтому, применяя трансформаторную связь между каскадами, можно получить усиление по току не только в схеме с общим эмиттером (рис. 21,*а*), но и в схеме с общей базой (рис. 21,*б*).

Очевидно, коэффициент усиления каскада в последнем случае приблизительно будет равен коэффициенту трансформации n. Отмеченное обстоятельство находит применение в схемах усилителей высокой частоты, в которых транзисторы иногда включают по схеме с общей базой. Напомним, что предельная частота усиления по току в схеме с общей базой f_α примерно в $(\beta+1)$ раз выше, чем с общим эмиттером.

Частотные искажения трансформаторного каскада на нижних частотах обусловлены конечной величиной индуктивности первичной обмотки трансформатора. В эквивалентной схеме усилителя эта индуктивность включена параллельно сопротивлению нагрузки, что соответствует обобщенной схеме на рис. 18,*б* при $Z_2=j\omega L_1$.

На верхних частотах, как и в случае реостатно-емкостного каскада, амплитудно-частотные искажения определяются двумя факторами: частотной зависимостью коэффициента усиления транзистора и частотной характеристикой трансформатора. Искажения, вносимые трансформатором на верхних частотах, обусловлены наличием индуктивности рассеяния L_s обмоток трансформатора. Эквивалентная схема каскада на верхних частотах соответствует изображенной на рис. 18,*а*, где следует принять $Z_1=j\omega L_s$.



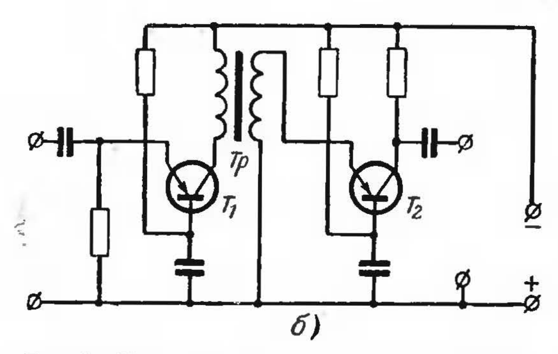


Рис. 21. Двухкаскадный усилитель с трансформаторной связью на транзисторах.

а — по схеме с общим эмиттером; *б* — по схеме с общей базой.

При включении транзистора по схеме с общим эмиттером усиление по току

$$K_т=\beta_д n, \tag{55}$$

где

$$\beta_д=\frac{r_{вых.э}}{r_{вых.э}+R_н};$$

$$R_н=r_1+r'_2+R'_2=\frac{R_2 n^2}{\eta_{тр}};$$

r_1 — сопротивление провода первичной обмотки;

$r'_2=r_2 n^2$ — сопротивление вторичной обмотки, пересчитанное в цепь первичной обмотки;

$R'_2 = R_2 n^2$ — сопротивление нагрузки вторичной обмотки, пересчитанное в цепь первичной обмотки;
$\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора.

Сопротивления обмоток связаны с величинами R'_2 и $\eta_{тр}$ следующим соотношением:

$$r_1 = r'_2 = \frac{R'_2}{2} \frac{1 - \eta_{тр}}{\eta_{тр}}.$$

Влияние сопротивлений делителя в цепи базы последующего каскада можно определить так же, как это было сделано при рассмотрении усилителя с реостатно-емкостной связью.

Минимально допустимое значение индуктивности первичной обмотки

$$L_1 = \frac{R_{экв}}{\omega_н \sqrt{|M_н|^2 - 1}}, \quad (56)$$

где

$$R_{экв} = \frac{(R_{вых} + r_1 + r'_2) R'_2}{R_{вых} + r_1 + r'_2 + R'_2} \approx \frac{R_{вых} R'_2}{R_{вых} + R'_2};$$

$R_{вых}$ — выходное сопротивление транзистора в рассчитываемом каскаде.

Индуктивность рассеяния трансформатора не должна превышать величины

$$L_{s\,доп} = \frac{R_{вых} + r_1 + r'_2 + R'_2}{\omega_в} \sqrt{|M_в|^2 - 1}. \quad (57)$$

Напомним, что трансформатор легко выполним, если коэффициент рассеяния $\sigma = L_s/L_1$ составляет не менее 0,005 или 0,5%. Обычно индуктивность рассеяния L_s изготовленного трансформатора получается намного меньше, чем индуктивность $L_{s\,доп}$, определяемая формулой (57).

17. ОСОБЕННОСТИ СОГЛАСОВАНИЯ ТРАНЗИСТОРНЫХ КАСКАДОВ

При конструировании усилителей на транзисторах приходится решать ряд специфических вопросов, к которым в первую очередь относится задача согласования каскадов и получение высокого входного сопротивления.

Электрическое согласование каскадов чаще всего осуществляют с помощью трансформатора. С точки зрения отдачи максимальной мощности в нагрузку коэффициент трансформации следовало бы выбирать равным величине

$$n = \sqrt{\frac{R_{вых}\eta_{тр}}{R_н}}, \quad (58)$$

где $R_{вых}$ — выходное сопротивление транзистора.

Но обычно коэффициент трансформации выбирают несколько меньшим, что получаемая по формуле (58) величина. Это дает возможность уменьшить величину индуктивности первичной обмотки

трансформатора (т. е. уменьшить размеры и вес трансформатора при сохранении заданной нормы амплитудно-частотных искажений ни нижней частоте диапазона). Вместе с тем при таком выборе n выходное сопротивление каскада, измеренное между зажимами вторичной обмотки трансформатора, окажется бо́льшим, чем входное сопротивление транзистора следующего каскада. Увеличение же выходного сопротивления каскада может оказаться полезным с точки зрения уменьшения нелинейных искажений.

Можно осуществить согласование каскадов и без трансформатора. Один из способов бестрансформаторного согласования каскадов состоит в том, что в цепь эмиттера последующего каскада включают не зашунтированное емкостью сопротивление $R_э$. Включение $R_э$ увеличивает входное сопротивление каскада, приближая его к величине выходного сопротивления предыдущего. Но увеличение входного сопротивления ведет к уменьшению входного тока (тока базы транзистора) следующего каскада, а следовательно, к уменьшению выходного тока каскада и напряжения на нагрузке. Таким образом, согласовав каскады с помощью сопротивления $R_э$, мы уменьшаем общее усиление усилителя.

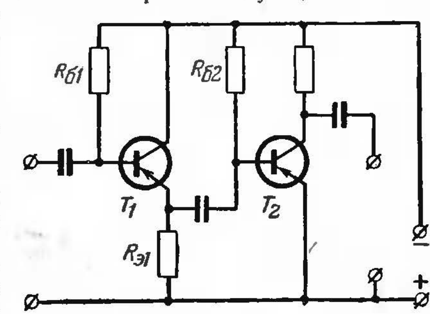


Рис. 22. Усилитель с входным каскадом, выполненным по схеме с общим коллектором.

Кажущееся противоречие легко объяснимо. Увеличив входное сопротивление каскада за счет включения сопротивления $R_э$, мы действительно увеличили мощность, подводимую к входу каскада. Однако эта мощность не подводится полностью к транзистору, а делится между сопротивлением участка эмиттер—база транзистора и сопротивлением $R_э$ в цепи транзистора. Та часть мощности, которая рассеивается на сопротивлении $R_э$, не принимает участия в управлении коллекторным током, т. е. не способствует увеличению усиления каскада. Поэтому применение такого способа согласования каскадов бесполезно, если с помощью согласования надеются получить максимальную мощность в нагрузке. Но такой способ можно применять, если требуется сделать входное сопротивление усилителя равным выходному сопротивлению предыдущей части схемы.

Сказанное относится и к случаю выполнения входного каскада усилителя по схеме с общим коллектором (рис. 22). В самом деле, коэффициент усиления по току этой схемы при $R_{э1} \gg R_{вх2}$ (входное сопротивление второго транзистора) равен:

$$K_т = (\beta_1 + 1)_д \beta_{д2} \approx \beta_{д1}\beta_{д2}.$$

Для двухкаскадного усилителя при включении транзисторов по схеме с общим эмиттером

$$K_т = \beta_{д1}\beta_{д2}.$$

Усиление обеих схем, если пренебречь шунтирующим действием сопротивлений в цепи базы, коллектора и эмиттера, практически одинаково, и поэтому величина выходного тока зависит только от величины входного, который при заданной величине сопротивления генератора $R_г$ в схеме с общим эмиттером (рис. 17) всегда будет больше, чем в схеме с общим коллектором (рис. 22).

Действительно, для схемы на рис. 17

$$R_{вх1} = r_б + r_э(\beta_{д1} + 1),$$

а для схемы на рис. 22

$$R_{вх1} = r_б + (r_э + R_{н1})(\beta + 1)_д,$$

где, как правило, $R_{н1} \gg r_э$.

Следовательно, включение транзистора по схеме с общим коллектором во входном каскаде из энергетических соображений нельзя считать оправданным. Такую схему следует применять в тех случаях, когда необходимо получить высокое входное сопротивление усилителя, чтобы не нагружать источник усиливаемого напряжения или чтобы обеспечить соответствующий режим предыдущей части схемы, для которой входное сопротивление усилителя служит нагрузкой.

Рис. 23. Схема усилителя на «составном» транзисторе.

Увеличивая в схеме на рис. 22 сопротивление $R_{э1}$ до бесконечно большой величины, а также исключая из схемы междукаскадную разделительную емкость и сопротивление $R_{б2}$, мы приходим к схеме «составного» транзистора, показанной на рис. 23. В этой схеме цепь базы второго транзистора питается (по постоянной и переменной составляющим) эмиттерным током первого транзистора. Поэтому коллекторные токи обоих транзисторов не могут быть выбраны произвольно. Можно выбрать и установить либо только ток первого, либо только ток второго транзистора путем расчета или подбора величины сопротивления $R_{б1}$. Питание цепи базы первого транзистора можно осуществить также от делителя напряжения. Все сказанное о свойствах схемы на рис. 22 относится к схеме на рис. 23.

Со схемой «составного» транзистора (рис. 23) не следует отождествлять схему на рис. 24, образованную из двух транзисторов с разными типами проводимости (*p-n-p* и *n-p-n*). Первый каскад усилителя на рис. 24 выполнен на транзисторе типа *n-p-n*, включенном по схеме с общим эмиттером. Можно считать, что входное напряжение прикладывается между базой и эмиттером транзистора, так как источник питания имеет небольшое внутреннее сопротивление и обычно шунтируется емкостью. Коллекторный ток первого транзистора полностью протекает по цепи базы второго, который включен также по схеме с общим эмиттером. Требуемую рабочую точку одного из транзисторов устанавливают с помощью сопротивления.

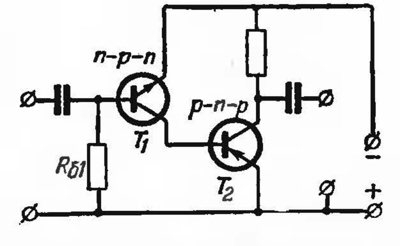


Рис. 24. Схема усилителя на дополнительно симметричных транзисторах.

Преимуществом схемы на рис. 24 перед схемой двухкаскадного усилителя, выполненного на транзисторах с одинаковой проводимостью, включенных по схеме с общим эмиттером, является отсутствие разделительного конденсатора и сопротивлений, питающих цепь базы второго каскада. Заметим, что на транзисторах с одинаковой проводимостью, включенных по схеме с общим эмиттером, тоже можно выполнить усилитель с гальванической связью каскадов (без разделительных конденсаторов). Для этого в цепь эмиттера каждого из транзисторов включают сопротивление $R_э$, обычно зашунтированное конденсатором, и рассчитывают режим работы транзисторов по постоянному току таким образом, чтобы напряжение на коллекторе каждого предыдущего транзистора было равно напряжению на базе каждого последующего.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

РАСЧЕТ ВЫХОДНОГО КАСКАДА (МОЩНОГО УСИЛИТЕЛЯ)

18. ОДНОТАКТНЫЙ ВЫХОДНОЙ КАСКАД

Мощными усилителями называются такие каскады, в которых амплитуды переменных составляющих выходного тока и напряжения мало отличаются от значений тока и напряжения в выбранной рабочей точке, а рассеивающаяся на коллекторе мощность близка к максимально допустимой для данного типа транзистора.

При работе в условиях, когда входной ток меняется в значительных пределах, начинает проявляться нелинейный характер входного сопротивления транзистора.

Напомним, что сопротивление эмиттерного перехода определяется формулой

$$r_э \approx \frac{25}{I_э\,(ма)},\ ом,$$

где $I_э$ — ток эмиттера, *ма*.

При изменении тока эмиттера, например, от 1 до 10 *ма* величина $r_э$ изменяется от 25 до 2,5 *ом*. Сопротивление базы изменяется по аналогичному закону. Если учесть к тому же зависимость α и β от напряжения и тока коллектора, то станет ясно, почему расчет мощного усилителя производят, как правило, графическими методами.

В однотактных схемах усилителей транзисторы работают в режиме А. Возможность получения значительных токов коллектора при малых напряжениях батареи позволяет в некоторых случаях обойтись без применения выходного трансформатора. Выбор схемы включения транзистора (с общим эмиттером, базой или коллектором) зависит от допустимой величины нелинейных искажений и от требуемого коэффициента усиления каскада по мощности $K_м$. Наименьшие нелинейные искажения в мощном усилителе будут получены при включении транзистора по схеме с общей базой. Зато включение транзистора по схеме с общим эмиттером позволяет получить усиление тока и вследствие этого при одинаковой мощности источника сигнала и одинаковых сопротивлениях нагрузки получить в β раз большее усиление мощности, чем при включении по схеме с общей базой.

Действительно, для схемы с общей базой

$$K_{м.б} = \alpha_д^2 \frac{R_н}{R_{вх.б}},$$

а для схемы с общим эмиттером

$$K_{м.э} = \beta_д^2 \frac{R_н}{R_{вх.э}}.$$

Но входное сопротивление транзистора при включения по схеме с общим эмиттером ($R_{вх.э}$) приблизительно в β раз больше, чем входное сопротивление того же транзистора при включении его по схеме с общей базой ($R_{вх.б}$). Поэтому

$$K_{м.э} = \beta_д^2 \frac{R_н}{R_{вх.э}} \approx \beta_д^2 \frac{R_н}{R_{вх.б}\beta} = \beta \frac{R_н}{R_{вх.б}}.$$

Вследствие бо́льшей величины коэффициента усиления, присущего схеме с общим эмиттером, эту схему чаще всего и применяют в мощных усилительных каскадах, компенсируя возникшие в каскаде нелинейные искажения введением в схему усилителя цепи отрицательной обратной связи.

Порядок расчета мощного усилителя мы рассмотрим на примере схемы с общим эмиттером, указывая в ходе изложения на особенности расчета схемы с общей базой. Прежде чем перейти к изложению, еще раз подчеркнем, что название «мощный усилитель» совершенно не характеризует абсолютную величину отдаваемой каскадом мощности, а свидетельствует только о том, что при выбранных амплитудах переменных составляющих токов и напряжений в цепях каскада приходится учитывать нелинейный характер вольт-амперных характеристик транзистора. Поэтому, например, усилительный каскад с выходной мощностью в 2 *вт*, выполненный на транзисторе типа П201, и каскад с выходной мощностью в 30 *мвт*, выполненный на транзисторе типа П13, одинаково являются мощными усилителями и рассчитываются по одной и той же методике.

Схемы мощного однотактного усилителя на транзисторе с общим эмиттером изображены на рис. 25. Они работают следующим образом.

В состоянии покоя, когда усиливаемое переменное напряжение на входе каскада отсутствует, в цепи коллектора транзистора протекает некоторый ток I_A, а между выводами коллектора и эмиттера существует напряжение U_A. Такое электрическое состояние (режим) транзистора можно изобразить на семействе выходных статических характеристик транзистора[1] точкой, которая должна лежать на пересечении перпендикуляра, восстановленного к оси напряжений при $U_{к\text{-}э} = U_A$, с перпендикуляром, восстановленным к оси токов при $I_к = I_A$ (см., например, точку *A* на рис. 26). Найденная таким образом точка называется начальной рабочей точкой транзистора или точкой покоя. Ток I_A называется током покоя, а напряжение U_A—напряжением покоя. Очевидно, напряжение покоя отличается от напряжения источника питания *E* на величину падения напряжения на сопротивлении первичной обмотки выходного трансформатора. Практически ток покоя устанавливают путем выбора величины сопротивления $R_б$ в схеме на рис. 25,*а* или одного из двух сопротивлений, образующих делитель в схеме на рис. 25,*б*.

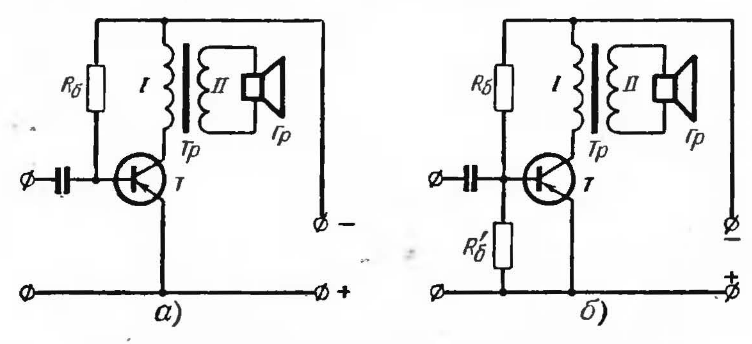


Рис. 25. Схема выходного каскада на транзисторе.
а — с одним сопротивлением в цепи базы; *б* — с делителем напряжения в цепи базы.

Что произойдет с рабочей точкой транзистора после подключения к входным зажимам каскада источника переменного напряжения? Изменения входного напряжения приведут к изменениям входного тока (тока базы), а следовательно, и тока коллектора. Если бы коллектор был соединен непосредственно с отрицательным зажимом батареи *E*, то изменения коллекторного тока никак не влияли бы на величину напряжения $U_{к\text{-}э}$ (которое было бы равно напряженяю источника *E*) и рабочая точка на семействе выходных статических характеристик перемещалась бы по перпендикуляру, восстановленному к оси напряжений при $U_{к\text{-}э} = E$.

[1] Выходной статической характеристикой транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, называется зависимость $I_к = \varphi(U_{к\text{-}э})$, снятая при фиксированном (неизменном) токе базы $I_б$.

Но в нашем случае в разрыв цепи коллектора включена первичная обмотка трансформатора. Сопротивление переменному току, измеренное между зажимами первичной обмотки, равно величине

$$R_{вх} = r_1 + r_2 n^2 + R_2 n^2, \qquad (59)$$

где r_1 и r_2 — сопротивления провода первичной и вторичной обмоток;

R_2 — сопротивление звуковой катушки громкоговорителя *Гр*, измеренное на переменном токе;

n — коэффициент трансформации.

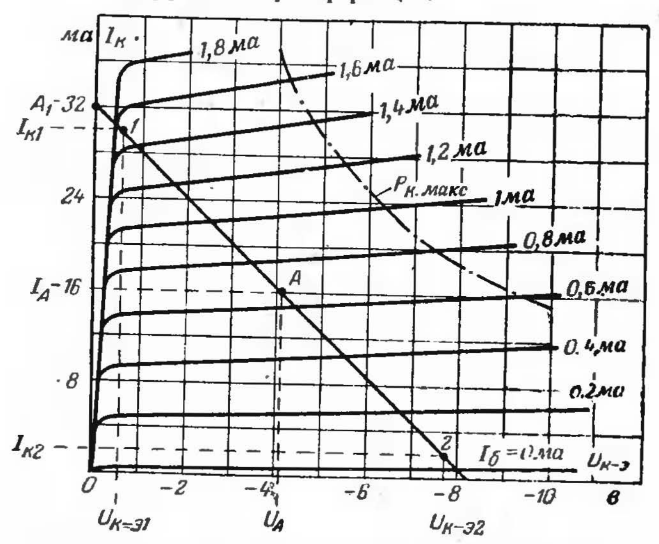


Рис. 26. Построение нагрузочной прямой для транзистора, работающего в выходном каскаде.

Входное сопротивление трансформатора является нагрузкой транзистора. Оно имеет активный характер. Переменная составляющая коллекторного тока создает на этом сопротивлении падение напряжения. Поэтому изменения тока коллектора будут приводить к изменениям напряжения $U_{к\text{-}э}$, и рабочая точка транзистора станет перемещаться уже не по перпендикуляру, восстановленному к оси напряжний, а по наклонной прямой (см. прямую *1—2* на рис. 26), угол наклона которой зависит от величины сопротивления нагрузки в цепи коллектора транзистора. Эта прямая называется линией нагрузки. Линия нагрузки играет важную роль при расчете мощного каскада.

Рассмотрим процесс расчета, разбив его на ряд отдельных этапов.

1. Зная назначение усилителя, заданную выходную мощность и напряжение источника питания, выбирают схему мощного каскада (однотактная или двухтактная) и схему включения транзистора.

Затем выбирают тип транзистора для работы в оконечном каскаде, исходя из максимально допустимой для транзистора мощности рассеяния на коллекторе $P_{к.макс}$ (указывается в справочниках), а также учитывая частотную зависимость коэффициента усиления транзистора по току в выбранной схеме включения.

Мощность, рассеивающаяся на коллекторе транзистора при работе последнего в рассчитываемом каскаде,

$$P_к = \frac{kP_{вых}}{\eta_{тр}\eta_т}, \qquad (60)$$

где $k = 1{,}1 \div 1{,}15$ — коэффициент, учитывающий потребление мощности цепью обратной связи, если таковая имеется и подключена к выходу каскада. (При отсутствии цепи обратной связи $k = 1$);

$P_{вых}$ — требуемая величина мощности, отдаваемой в сопротивление нагрузки;

$\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора, обычно равный 0,8—0,95;

$\eta_т$ — к. п. д. транзистора; при работе транзистора в режиме А для схемы с общим эмиттером $\eta_т = 0{,}3 \div 0{,}4$, а для схемы с общей базой $\eta_т = 0{,}35 \div 0{,}45$.

Определив величину $P_к$, выбираем тип транзистора. При этом исходим из величины максимально допустимой мощности рассеяния, указанной в справочнике, если температура окружающей среды, при которой будет работать усилитель, не превышает 20° С. Если же она превышает 20° С, то мощность рассеяния на коллекторе будет меньше указанной в справочнике и может быть найдена по формуле

$$P_{к\,t} = P_{к20°}\frac{t_{п.макс} - t}{t_{п.макс} - 20}, \qquad (61)$$

где $t_{п.макс}$ — максимально допустимая температура коллекторного перехода транзистора (указывается в справочниках);

t — максимальная температура окружающего воздуха.

Для мощных транзисторов в справочниках указывают два значения мощности рассеяния: с дополнительным внешним радиатором и без радиатора. Если окажется, что требуемая мощность рассеяния на коллекторе может быть обеспечена только при наличии радиатора, то в дальнейшем следует произвести расчет радиатора.

2. При работе каскада с общим эмиттером или с общей базой и режиме А или В напряжение на коллекторе в течение части периода может в 2 раза превышать величину напряжения источника питания E (напряжение на коллекторе равно сумме напряжения источника питания и падения напряжения на зажимах первичной обмотки трансформатора). Это напряжение оказывается практически полностью приложенным к коллекторному *n-p* переходу. Если оно превысит величину напряжения пробоя перехода, то последний будет пробит и транзистор выйдет из строя.

Чтобы напряжение на коллекторе по отношению к другому электроду выходной цепи (эмиттеру или базе) не превысило максималь-

но допустимой (с точки зрения возможности пробоя) величины, напряжение источника питания следует выбирать с учетом условия

$$E \leqslant \frac{U_{\text{к.макс}}}{2} - \Delta U_{з}, \qquad (62)$$

где $U_{\text{к.макс}}$ — максимально допустимое напряжение на коллекторе;
$\Delta U_{з}$ — напряжение запаса.

При работе усилительного каскада в режиме А (т. е. без отсечки коллекторного тока) за величину $U_{\text{к.макс}}$ следует принимать указываемое в справочниках максимально допустимое напряжение $U_{\text{к-э0}}$ между выводами коллектора и эмиттера при разомкнутой цепи базы ($I_{б}=0$) независимо от того, по какой схеме (с общим эмиттером или с общей базой) будет включен транзистор.

Напряжение запаса выбирают равным

$$\Delta U_{з} \leqslant 0{,}1 U_{\text{к.макс}}.$$

Если напряжение источника было задано в начале расчета, то вместо его определения по формуле (62) следует проверить, выполняется ли для выбранного типа транзистора условие (62). Если оно не выполняется, то необходимо выбрать другой тип транзистора или осуществлять питание каскада через цепочку $R_{ф}C_{ф}$ из гасящего сопротивления и сглаживающего конденсатора.

В связи с изложенным у читателя может возникнуть вопрос: какое назначение имеет приводимая в справочниках величина $U_{\text{к-б0}}$ (максимально допустимое напряжение между выводами коллектора и базы при разомкнутой цепи эмиттера) и почему в некоторых конструкциях (главным образом радиолюбительских) напряжение источника питания часто превышает величину, определяемую формулой (62).

Указываемое в справочниках напряжение $U_{\text{к-б0}}$ представляет собой не что иное, как напряжение пробоя обособленного (одиночного) *n-p* перехода. Знание этой величины необходимо для расчета импульсных устройств и каскадов, работающих с отсечкой тока. При включении транзистора всеми тремя электродами в режиме, когда эмиттерный переход оказывается включенным в направлении пропускания и в коллекторном переходе возникает больший, чем $I_{\text{к0}}$, ток, создаются условия для пробоя при меньшем напряжении и пробой коллекторного перехода наступает не при напряжении $U_{\text{к-б0}}$, а при более низком напряжении

$$U_{\text{к-э0}} = \frac{U_{\text{к-б0}}}{\sqrt[n]{\beta}}.$$

Величину этого напряжения, вычисленную для типового значения β, и указывают в справочниках. Для германиевых транзисторов малой мощности показатель корня в приведенной формуле $n=3$.

3. Чтобы предотвратить возникновение нелинейных искажений, обусловленных изломом выходных характеристик транзистора при малом напряжении на коллекторе, последнее в процессе работы каскада не должно падать ниже некоторой величины $U_{\text{мин}}$ (напряжение излома выходной статической характеристики транзистора, соответствующей максимальному рабочему току базы). Обычно в зависимости от типа транзистора и схемы его включения $U_{\text{мин}} = 0{,}5 \div 2$ *в*.

4. При расчете транзисторного каскада нельзя безоговорочно пренебрегать, как это делается при расчете лампового каскада, величиной падения напряжения на первичной обмотке выходного трансформатора, которое обусловлено протеканием через обмотку тока покоя. Падение напряжения на сопротивлении первичной обмотки трансформатора

$$\Delta E = \frac{(E - U_{\text{мин}})(1 - \eta_{\text{тр}})}{2}. \qquad (63)$$

5. Теперь можно найти максимально допустимую амплитуду напряжения на сопротивлении нагрузки в цепи коллектора, т. е. на зажимах первичной обмотки трансформатора:

$$U_{\text{к}\,m} = E - \Delta E - U_{\text{мин}}. \qquad (64)$$

6. Исходя из формулы

$$P = \frac{I_{\text{к}\,m}}{\sqrt{2}} \frac{U_{\text{к}\,m}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{\text{к}\,m} U_{\text{к}\,m}}{2},$$

связывающей амплитудные значения тока и напряжения с величиной мощности, определяем амплитуду $I_{\text{к}m}$ переменной составляющей тока в цепи коллектора, необходимую для получения в нагрузке заданной мощности $P_{\text{вых}}$:

$$I_{\text{к}\,m} = \frac{2P_{\text{вых}}}{\eta_{\text{тр}} U_{\text{к}\,m}}. \qquad (65)$$

7. Учитывая возможные изменения тока коллектора, обусловленные разбросом параметров транзисторов и изменениями окружающей температуры, выбираем ток покоя I_A коллектора несколько бо́льшим, чем амплитуда переменной составляющей коллекторного тока

$$I_A = (1{,}05 \div 1{,}1)\, I_{\text{к}\,m}. \qquad (66)$$

8. Мощность, рассеиваемая на коллекторном переходе при отсутствии усиливаемого напряжения на входе каскада,

$$P_A = U_A I_A, \qquad (67)$$

где U_A — напряжение между коллектором и общим электродом транзистора в точке покоя;

$$U_A = E - \Delta E. \qquad (68)$$

9. Чтобы при амплитуде переменной составляющей тока в цепи коллектора, равной $I_{\text{к}m}$, на сопротивлении нагрузки в коллекторной цепи возникала переменная составляющая напряжения $U_{\text{к}m}$, сопротивление нагрузки в цепи коллектора должно быть равным величине

$$R_{\text{н.к}} = \frac{U_{\text{к}\,m}}{I_{\text{к}\,m}}, \qquad (69)$$

10. Нагрузкой транзистора на средних частотах рабочего диапазона является входное сопротивление трансформатора [см. формулу (59)]. Требуемая величина сопротивления нагрузки в цепи коллектора будет обеспечена при коэффициенте трансформации

$$n = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{\eta_{тр} R_{н.к}}{R_2}}, \qquad (70)$$

где R_2 — сопротивление нагрузки трансформатора.

11. Фактический к. п. д. всего каскада составляет:

$$\eta_к = \frac{P_{вых}}{EI_A}. \qquad (71)$$

Таким образом, мы нашли все величины, характеризующие энергетическую сторону работы каскада.

12. Для дальнейшего расчета каскада необходимо построить линию нагрузки транзистора. Построение начинаем с того, что на семействе выходных статических характеристик транзистора (рис. 26) наносим точку покоя A с координатами $U_{к\text{-}э} = U_A$ и $I_к = I_A$. Затем строим вспомогательную точку A_1, для чего на оси токов от точки $I_к = I_A$ откладываем в положительном направлении оси (с соблюдением масштаба) величину

$$I' = \frac{U_A}{R_{н.к}}.$$

Через точки A и A_1 проводим прямую до пересечения с осью напряжений. Это и будет линия нагрузки каскада.

При правильном расчете каскада линия нагрузки должна полностью располагаться в пределах участка на семействе выходных статических характеристик, ограниченного снизу осью напряжений $U_{к\text{-}э}$ или $U_{к\text{-}б}$, слева — осью токов $I_к$, сверху — гиперболой максимально допустимой мощности рассеяния на коллекторе $P_{к.макс}$, а справа—перпендикуляром к оси напряжений, восстановленным в точке $U_{к\text{-}э} = U_{к.макс}$, которая соответствует максимально допустимому напряжению на коллекторе.

13. Наносим на оси токов точку $I_{к1}$ при $I_к = I_A + I_{кm}$ и точку $I_{к2}$ при $I_к = I_A - I_{кm}$. Через эти точки проводим прямые, параллельные оси напряжений, до пересечения с нагрузочной прямой. Точки пересечения обозначим цифрами *1* и *2*.

14. Определяем, каким токам базы ($I_{б1}$ и $I_{б2}$) соответствуют статические выходные характеристики, пересекающиеся с нагрузочной прямой в точках *1* и *2*. Если одна из этих точек или обе они попали в промежуток между характеристиками, имеющимися на графике семейства, то следует прибегнуть к интерполяции.

15. Амплитуду входного тока транзистора определяем по формуле

$$I_{1m} = \frac{I_{б1} - I_{б2}}{2}. \qquad (72)$$

16. Чтобы найти входное сопротивление каскада, перенесем точки $I_{б1}$ и $I_{б2}$ на входную динамическую характеристику каскада, в качестве которой возьмем входную статическую характеристику транзистора $I_б = f(U_{б\text{-}э})$, снятую при любом отличающемся от нуля напряжении на коллекторе.

Определяем соответствующие точкам *1* и *2* значения входного напряжения $U_{б1}$ и $U_{б2}$ (рис. 27).

Строго говоря, точку *1* нагрузочной прямой следовало бы перенести на входную статическую характеристику, снятую при напряжении $U_{к\text{-}э} = U_{к\text{-}э1}$, точку A — на входную статическую ха-

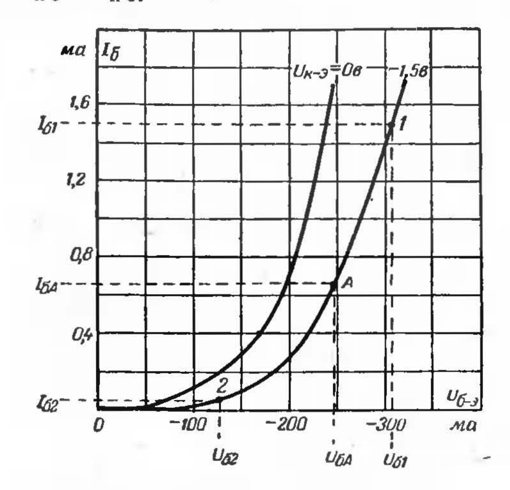


Рис. 27. Построение входной динамической характеристики.

рактеристику, снятую при напряжении $U_{к\text{-}э} = U_A$, точку *2*— на характеристику, снятую при $U_{к\text{-}э} = U_{к\text{-}э2}$, где $U_{к\text{-}э1}$, U_A и $U_{к\text{-}э2}$ — значения напряжения, соответствующие точкам *1*, A и *2* нагрузочной прямой на рис. 26. Входной динамической характеристикой транзистора при этом была бы плавная линия, соединяющая полученные на семействе входных статических характеристик точки. Но входные статические характеристики транзистора, снятые при разных напряжениях $U_{к\text{-}э}$, практически совпадают друг с другом (за исключением характеристики, снятой при $U_{к\text{-}э} = 0$). Поэтому в качестве входной динамической характеристики было рекомендовано взять любую из имеющихся входных статических характеристик.

При расчете каскада на транзисторе, включенном по схеме с общей базой, входной статической характеристикой транзистора будет зависимость $I_э = f_1(U_{э\text{-}б})$, снятая при напряжении $U_{к\text{-}б} = \text{const}$.

17. Рассматривая разности $I_{б1}-I_{б2}$ и $U_{б1}-U_{б2}$ как удвоенные значения амплитуд входного тока I_{1m} и входного напряжения U_{1m}, определим величину входной мощности, необходимой для возбуждения каскада,

$$P_1=\frac{U_{1m}I_{1m}}{2}=\frac{|(U_{б1}-U_{б2})(I_{б1}-I_{б2})|}{8}. \qquad (73)$$

18. Отношение амплитуды входного напряжения, найденной по динамической входной характеристике, к амплитуде входного тока будем считать «средним» входным сопротивлением транзистора

$$R_{вх.ср}=\left|\frac{U_{б1}-U_{б2}}{I_{б1}-I_{б2}}\right|. \qquad (74)$$

Полученных данных вполне достаточно для расчета предыдущего (предоконечного) каскада усиления. Однако в некоторых случаях требуется определить величину нелинейных искажений, возникающих в каскаде мощного усилителя. Этому этапу расчета посвящен следующий параграф.

Пример 13. Рассчитать транзисторный усилительный каскад, который работает на сопротивление нагрузки $R_2=5$ *ом* и развивает в последнем мощность $P_{вых}=20$ *мвт*. Напряжение батареи $E=4{,}5$ *в*.

Решение. Сохраняя изложенную выше последовательность расчета и все принятые ранее обозначения, находим:

1. $P_к=\frac{1{,}1P_{вых}}{\eta_{тр}\eta_т}=\frac{1{,}1\cdot 20}{0{,}8\cdot 0{,}3}=92$ *мвт*,

где $\eta_{тр}=0{,}8$, а $\eta_т=0{,}3$.

Выбираем транзистор типа П13, для которого $P_{к.макс}=150$ *мвт* и $U_{к\text{-}э0}=15$ *в*.

2. Допустимая величина напряжения источника питания

$$E_{доп}\leqslant\frac{U_{к.макс}}{2}=\frac{15}{2}=7{,}5 \text{ в}.$$

Условие $E<E_{доп}$ выполняется с большим запасом.

3. По семейству выходных статических характеристик транзистора типа П13 (рис. 26) определяем $U_{мин}=0{,}5$ *в*.

4. $\Delta E=\frac{(E-U_{мин})(1-\eta_{тр})}{2}=\frac{(4{,}5-0{,}5)(1-0{,}8)}{2}=0{,}4$ *в*.

5. $U_{к\,m}=E-\Delta E-U_{мин}=4{,}5-0{,}4-0{,}5=3{,}6$ *в*.

$$I_{к\,m}=\frac{2P_{вых}}{\eta_{тр}U_{к\,m}}=\frac{2\cdot 20}{0{,}8\cdot 3{,}6}=14 \text{ ма}.$$

7. $I_A=1{,}1I_{к\,m}=1{,}1\cdot 14=16$ *ма*.

8. $P_A=U_AI_A=4{,}1\cdot 16=66$ *мвт*,

где $U_A=E-\Delta E=4{,}5-0{,}4=4{,}1$ *в*.

9. $R_{н.к}=\frac{U_{к\,m}}{I_{к\,m}}=\frac{3{,}6}{14\cdot 10^{-3}}=256$ *ом*.

10. $n=\sqrt{\frac{\eta_{тр}R_{н.к}}{R_2}}=\sqrt{\frac{0{,}8\cdot 256}{5}}=6{,}4.$

11. $\eta_к=\frac{P_{вых}}{EI_A}=\frac{20}{4{,}5\cdot 16}=0{,}28$, т. е. 28%.

12. $I'=\frac{U_A}{R_{н.к}}=\frac{4{,}1}{256}=16$ *ма*.

13. $I_{к1}=I_A+I_{к\,m}=16+14=30$ *ма*,

$I_{к2}=I_A-I_{к\,m}=16-14=2$ *ма*.

Точки *A*, *1*, *2* и линия нагрузки показаны на рис. 26.

14. $I_{б1}=1{,}5$ *ма*; $I_{бA}=0{,}66$ *ма*; $I_{б2}=0{,}05$ *ма*.

15. $I_{1m}=\frac{I_{б1}-I_{б2}}{2}=\frac{1{,}5-0{,}05}{2}=0{,}725$ *ма*.

16. Входные статические характеристики транзистора типа П13 показаны на рис. 27. Из рисунка находим:

$$U_{б1}=310 \text{ мв};\ U_{бA}=250 \text{ мв};\ U_{б2}=130 \text{ мв}.$$

17. $P_1=\frac{|(U_{б1}-U_{б2})(I_{б1}-I_{б2})|}{8}=$

$=\frac{(310-130)\cdot 10^{-3}(1{,}5-0{,}05)}{8}\approx 0{,}033$ *мвт*.

18. $R_{вх.ср}=\left|\frac{U_{б1}-U_{б2}}{I_{б1}-I_{б2}}\right|=\frac{(0{,}31-0{,}13)}{(1{,}5-0{,}05)\cdot 10^{-3}}=125$ *ом*.

19. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В МОЩНОМ УСИЛИТЕЛЬНОМ КАСКАДЕ

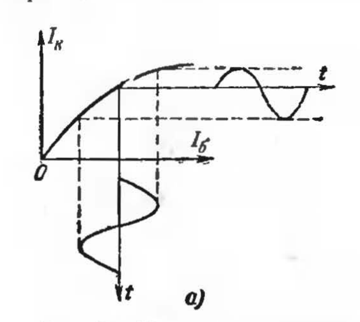
Рассмотрим сначала качественную сторону явлений. Выходные статические характеристики транзистора для схемы с общей базой представляют собой прямые линии, параллельные оси напряжения и равноотстоящие друг от друга. Следовательно, зависимость тока коллектора от тока эмиттера $I_к=\varphi(I_э)$ при постоянном сопротивлении нагрузки имеет вид прямой линии. Если мы хотим получить в цепи коллектора переменную составляющую тока, которая по форме совпадала бы с э. д. с., то необходимо, чтобы переменная составляющая тока эмиттера также совпадала по форме с э. д. с. генератора. Последнее возможно только при условии, что сумма внутреннего сопротивления генератора $R_г$ и входного сопротивления транзистора $R_{вх}$ остается при любых значениях напряжения и тока постоянной величиной, т. е. $R_г+R_{вх}=\text{const}$.

Как известно, $R_{вх}$ зависит от величины входного тока, и приблизиться к выполнению условия $R_г+R_{вх}=\text{const}$ можно только при $R_г\gg R_{вх}$. Практически выбирают

$$R_г=(5\div 15)\,R_{вх.ср},$$

где $R_{вх.ср}$ — среднее входное сопротивление транзистора, величину которого находят методом, рассмотренным в предыдущем параграфе.

При включении транзистора по схеме с общим эмиттером явления усложняются. Прежде всего мы сталкиваемся с нелинейной зависимостью коллекторного тока от тока базы: коэффициент усиления транзистора по току с увеличением базового (и коллекторного) тока падает (рис. 28,*а*). Если к входу каскада подвести синусоидальный ток, т. е. питать входную цепь от генератора с бесконечно большим внутренним сопротивлением (от идеального генератора синусоидального тока), то ток в цепи коллектора будет несинусоидальным (рис. 28,*а*). Нелинейные искажения проявляются в том, что нижняя полуволна кривой тока имеет бóльшую амплитуду, чем верхняя.



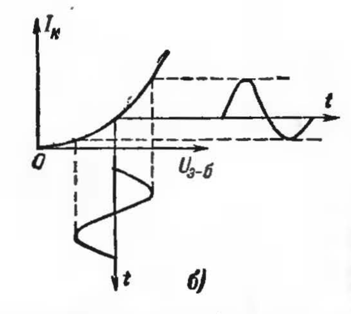


Рис. 28. Нелинейные искажения в транзисторе с общим эмиттером.

а — форма коллекторного тока при синусоидальном входном токе; *б* — форма коллекторного тока при синусоидальном входном напряжении.

Если же питать входную цепь от генератора с внутренним сопротивлением, равным нулю, то ток базы также будет несинусоидальным, причем на этот раз верхняя полуволна тока базы (и коллектора) будет иметь бóльшую амплитуду, чем нижняя (рис. 28,*б*). Первый вид нелинейности проявляется только при достаточно больших величинах входного и выходного тока, а второй при любых (как больших, так и малых) величинах напряжения.

В большинстве случаев токи транзистора в мощном каскаде соответствуют прямолинейному участку характеристики прямой передачи транзистора по току $I_к = \varphi(I_б)$, и нелинейные искажения возникают практически только за счет второй причины (нелинейная зависимость тока базы от напряжения между базой и эмиттером). Для уменьшения нелинейных искажений этого вида необходимо увеличивать внутреннее сопротивление источника, выбирая его в несколько раз бóльшим, чем «среднее» входное сопротивление транзистора мощного каскада.

Все сказанное о схеме с общим эмиттером справедливо и для случая включения транзистора по схеме с общим коллектором.

Для расчета нелинейных искажений в мощном усилительном каскаде заменим предыдущий каскад усиления эквивалентным генератором, имеющим внутреннее сопротивление $R_г$. Нелинейными искажениями в предварительном каскаде можно пренебречь. Поэтому будем считать, что э. д. с. эквивалентного генератора имеет

амплитуду $E_{гm}$ и изменяется по синусоидальному закону. После такой замены эквивалентная схема входной цепи мощного каскада приобретает вид, показанный на рис. 29, где $R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора мощного усилителя.

В полученной схеме сопротивление $R_{вх}$ является нелинейным и задано своей вольт-амперной характеристикой (входной динамической характеристикой транзистора). Величина сопротивления $R_г$ зависит от схемы междукаскадной связи. При реостатно-емкостной связи (см., например, схему на рис. 17) сопротивление эквивалентного генератора, работающего на входное сопротивление второго транзистора, определяется формулой

$$\frac{1}{R_г} = \frac{1}{R_{вых}} + \frac{1}{R_{к1}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2},$$

где $R_{вых}$ — выходное сопротивление транзистора T_1.

Для схемы на рис. 25,*б*

$$\frac{1}{R_г} \approx \frac{1}{R_б} + \frac{1}{R'_б} + \frac{1}{R_{вых}},$$

где $n = \frac{w_1}{w_2}$;

$R_{вых}$ — выходное сопротивление предыдущей части схемы.

Поскольку в упомянутых схемах каскадов гальваническая связь между генератором и сопротивлением $R_{вх}$ отсутствует, мы ввели в эквивалентную схему исследуемой цепи (рис. 29) разделительный конденсатор *C* достаточно большой емкости, чтобы в дальнейшем можно было пренебречь падением напряжения на нем. Рассматривать и учитывать эффект детектирования в цепи эмиттерного перехода мы не будем. Единственное назначение емкости *C* в схеме на рис. 29 — отчетливо показать, что через внутреннее сопротивление источника усиливаемого сигнала п о с т о я н н а я с о с т а в л я ю щ а я т о к а б а з ы н е п р о х о д и т, а проходит только переменная составляющая.

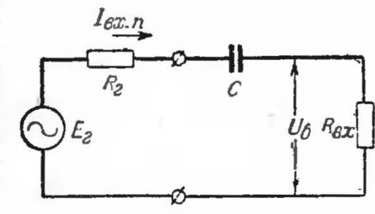


Рис. 29. Эквивалентная схема входной цепи мощного усилительного каскада.

Располагая вольт-амперной характеристикой сопротивления $R_{вх}$, нетрудно определить графоаналитическим способом зависимость мгновенного значения тока $I_{вх.п}$ в полученной цепи от мгновенного значения э. д. с. $E_г$ (ток $I_{вх.п}$ представляет собой переменную составляющую входного тока транзистора). Действительно, пока э. д. с. $E_г$ равна нулю, ток $I_{вх.п}$ в схеме на рис. 29 также равен нулю. Напряжение на входе транзистора, создаваемое делителем, равно при этом $U_{бA}$, а ток — току покоя базы $I_{бA}$ (см. рис. 27 и 30). Но стоит только появиться э. д. с. генератора, как в цепи на рис. 29 появится ток $I_{вх.п}$, который во входной цепи транзистора складывается (алгебраически) с током покоя базы $I_{бA}$.

Часть э. д. с. $E_г$ при этом падает на внутреннем сопротивлении генератора, а часть оказывается приложенной к сопротивлению $R_{вх}$, увеличивая или уменьшая напряжение $U_б$ по сравнению со значением $U_{бA}$. Таким образом, э. д. с. $E_г$ в любой момент времени равна сумме падения напряжения на внутреннем сопротивлении генератора $\Delta U_г$ и приращения напряжения $\Delta U_{вх}$ (по сравнению с $U_{бA}$) на входе транзистора. Сложив величины $\Delta U_г$ и $\Delta U_{вх}$, соответствующие одинаковому значению тока $I_{вх.п}$, а следовательно, и одинаковому значению тока базы $I_б$, получим величину $E_г$, которая соответствует этому же значению $I_б$. Выполнив такую операцию для ряда точек, получим искомую зависимость $I_б = \varphi(E_г)$.

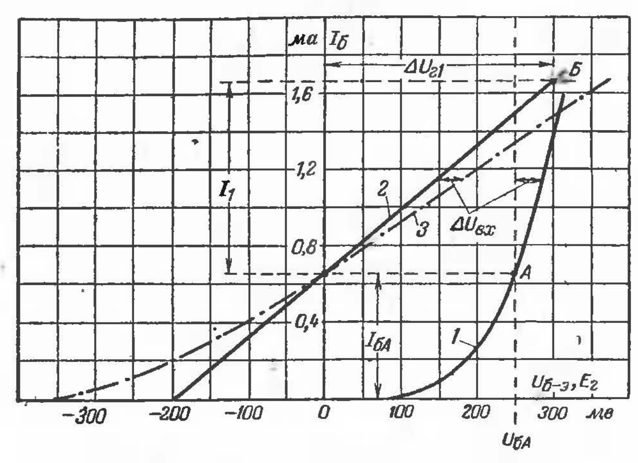


Рис. 30. Построение графика $I_б = \varphi(E_г)$.
1 — входная динамическая характеристика $I_б = f(U_{б-э})$; *2* — зависимость $\Delta U_г = \varphi_1(I_б)$; *3* — зависимость $I_б = \varphi(E_г)$.

Суммирование можно выполнять графическим способом, как показано на рис. 30, или аналитическим, объединяя результаты в таблицу.

При графическом способе строят координатную сетку, вдоль горизонтальной оси которой в дальнейшем будут откладывать значения э. д. с. генератора $E_г$ и напряжения база — эмиттер $U_{б-э}$, а вдоль вертикальной — ток базы $I_б$. Наносят на чертеж входную динамическую характеристику транзистора (кривая *1* на рис. 30) и затем строят график зависимости $\Delta U_г = \varphi_1(I_б = I_{вх})$. Для этого задаются какой-либо величиной тока $I_{вх.п} = I_1$, а также величиной внутреннего сопротивления генератора $R_г$ и вычисляют падение напряжения на внутреннем сопротивлении генератора: $\Delta U_{г1} = I_1 R_г$. Наносят на чертеж точку с координатами $E = I_1 R_г$; $I_б = I_{бA} + I_1$ (точка *Б* на рис. 30). Через эту точку и точку $E = 0$, $I_б = I_{бA}$ проводят прямую линию до пересечения с осью напряжений (линия *2* на рис. 30). Это и будет зависимость $\Delta U_г = \varphi_1(I_б)$. Остается сложить график этой зависимости с графиком зависимости $\Delta U_{вх} = \varphi_2(I_б)$. Для этого через

точку покоя *A* на входной характеристике транзистора проводят прямую, параллельную оси токов, и найденные таким образом отрезки $\Delta U_{вх} = (U_{бi} - U_{бA})$, соответствующие определенным значениям тока базы, складывают с отрезками $\Delta U_г$, соответствующими тем же значениям тока базы.

Выполнив суммирование и соединив полученные точки плавной линией, получают искомую зависимость входного тока транзистора от величины э. д. с. генератора $I_б = \varphi(E_г)$ (кривая *3* на рис. 30).

Теперь, как это делается при расчете нелинейных искажений в ламповом каскаде методом трех или пяти ординат, задаются тремя или пятью значениями э. д. с. $E_г$ и по кривой $I_б = \varphi(E_г)$ находят соответствующие значения тока базы. С помощью линии нагрузки переходят от значений тока базы к значениям тока коллектора, которые и подставляют в формулы для определения коэффициентов нелинейности. Учитывая приближенный характер расчета по типовым характеристикам, при расчете однотактного каскада вполне допустимо ограничиться применением метода трех ординат. Применение метода пяти ординат целесообразно только при расчете двухтактного каскада.

Пример 14. Определить коэффициент нелинейных искажений каскада, рассчитанного в примере 13, приняв $R_г = 300$ *ом*.

Решение. Определение зависимости $I_б = \varphi(E_г)$ графическим способом показано на рис. 30. Для определения координат точки *Б* принято $I_1 = 1$ *ма*. Соответственно $\Delta U_г = I_1 R_г = 1 \cdot 300 = 300$ *мв*; $I_б = I_Б = I_1 + I_{бA} = 1 + 0{,}66 = 1{,}66$ *ма*.

Расчет ведем по методу трех ординат.

По графику $I_б = \varphi(E_г)$ определяем, что для создания тока $I_б = I_{б1} = 1{,}5$ *ма* э. д. с. генератора должна быть $E_г = +315$ *мв*. При этом ток коллектора (см. линию нагрузки на рис. 26) равен $I_к = I_{к1} = 30$ *ма*.

При такой же по модулю, но обратной по знаку величине э. д. с. генератора $E_г = -315$ *мв* ток базы равен 0,04 *ма*, а ток коллектора $I_к = I'_к = 1{,}6$ *ма*.

Амплитуда основной частоты

$$I_{m1} = \frac{I_{к1} - I'_к}{2} = \frac{30 - 1{,}6}{2} = 14{,}2 \text{ ма}.$$

Амплитуда второй гармоники

$$I_{m2} = \left|\frac{I_{к1} + I'_к - 2IA}{4}\right| = \left|\frac{30 + 1{,}6 - 2 \cdot 16}{4}\right| = 0{,}1 \text{ ма}.$$

Коэффициент нелинейности по второй гармонике

$$k_{f2} = \frac{I_{m2}}{I_{m1}} = \frac{0{,}1}{14{,}2} \cdot 100 \approx 0{,}7\%.$$

20. ДВУХТАКТНЫЙ ВЫХОДНОЙ КАСКАД

В двухтактной схеме транзисторы работают, как правило, в режиме В или АВ. Благодаря незначительной величине тока покоя при работе в режиме В удается получить высокий к. п. д. каскада

и снимать с каждого транзистора значительно бо́льшую полезную мощность, чем в режиме класса А.

Схема двухтактного каскада с общим эмиттером изображена на рис. 31. Требуемый режим работы транзистора (А, АВ или В) устанавливают с помощью делителя R_1R_2. Сопротивление R_1 обычно в 10 и более раз превышает величину R_2.

Заметим, что через сопротивление R_2 протекает не только постоянный ток делителя, но и та часть базового тока каждого транзистора, которая создается усиливаемым сигналом. При работе в режиме А эта часть базового тока не содержит постоянной составляющей. Поэтому сопротивление R_2, которое, вообще говоря, только

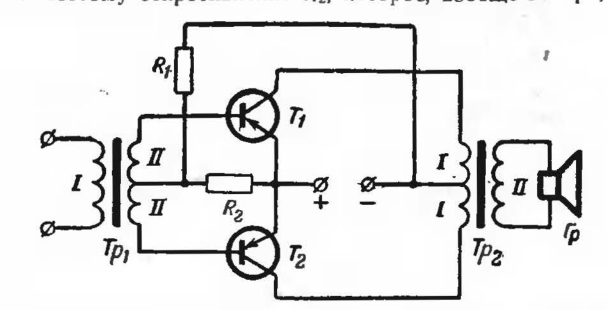


Рис. 31. Схема двухтактного каскада с общим эмиттером.

увеличивает входное сопротивление каждого из плеч каскада, можно исключить из схемы, заменив его емкостью. При работе в режиме АВ или В создаваемая входным сигналом часть базового тока содержит постоянную составляющую, которая обязательно должна замкнуться на эмиттер. Поэтому исключить из схемы сопротивление R_2 нельзя.

Обеспечить работу в режиме В проще всего можно было бы, замкнув накоротко сопротивление R_2 и исключив из схемы (оборвав) сопротивление R_1, т. е. исключив делитель и соединив среднюю точку обмотки входного трансформатора с эмиттерами транзисторов. При этом в состоянии покоя в цепи коллектора каждого из транзисторов будет протекать несколько меньший, чем $I_{\text{к0э}}$, ток.

При подведении к входу каскада синусоидального напряжения транзисторы будут работать по очереди. При отрицательной (относительно общей точки) полуволне на базе транзистора T_1 в цепи коллектора этого транзистора протекает ток. Транзистор T_2 практически заперт положительным напряжением, приложенным к базе. В течение следующего полупериода мы имеем обратную картину: транзистор T_1 заперт, а T_2 проводит ток.

Для нормальной работы каскада необходимо, чтобы коэффициенты усиления обоих транзисторов по току были одинаковы.

Однако при работе в идеальном режиме В в транзисторном двухтактном каскаде появляются специфические искажения, так называемая «ступенька» (рис. 32). Она возникает вследствие того, что при малых входных напряжениях и токах сопротивление эмит-

терного перехода возрастает, что в свою очередь еще больше уменьшает входной и выходной токи.

Уменьшить влияние нелинейности и сгладить ступеньку можно было бы путем выбора оптимального, с точки зрения величины нелинейных искажений, сопротивления генератора. Вторым способом уменьшения нелинейных искажений является введение в схему усилителя отрицательной обратной связи. Наконец, третий способ, не требующий длительных расчетов и графических построений, заключается в увеличении тока покоя транзисторов, т. е. в переходе от режима В к режиму АВ. Уже при токе покоя, равном 1—2 *ма* (для транзисторов малой мощности), удается значительно уменьшить влияние нелинейности входного сопротивления транзистора при малых сигналах.

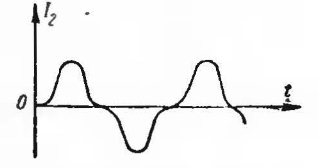


Рис. 32. Искажения в двухтактном каскаде в режиме В при малом токе покоя транзисторов.

Рассмотрим количественную сторону явлений в двухтактном каскаде, работающем в режиме В.

Выходная динамическая характеристика (нагрузочная прямая) одного плеча двухтактного каскада по схеме с общим эмиттером изображена на рис. 33. Положение точки покоя транзистора определяется координатами $U_{\text{к-э}} = U_A$ и $I_{\text{к}} = I_A$, где $U_A \approx E\,(\Delta E = I_A r_1 \approx 0)$. При выборе рабочей точки и построении нагрузочной прямой транзистора, работающего в двухтактной схеме, существуют те же ограничения, что и в случае однотактной схемы.

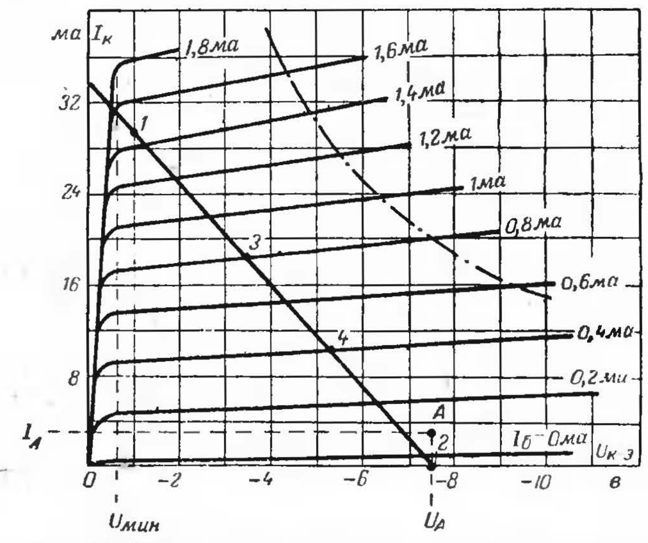


Рис. 33. Линия нагрузки одного плеча двухтактного каскада с общим эмиттером в режиме АВ.

Следует иметь в виду, что хотя изображенная на рис. 33 нагрузочная прямая одного плеча кончается при $U_{к\text{-}э}=U_A$, в действительности пиковое значение напряжения на коллекторе транзистора в два раза превышает величину U_A. Это объясняется тем, что в процессе работы каскада в половине обмотки выходного трансформатора $Тр_2$, соединенной с запертым транзистором, наводится (за счет протекания тока в другой половине обмотки) э. д. с., которая складывается с напряжением батареи.

Может возникнуть вопрос, почему прямая *1—2* (линия нагрузки плеча) не проходит через точку покоя *A*. Дело в том, что точки *1*, *3* и *4* соответствуют открытому состоянию рассматриваемого транзистора. Второй транзистор в это время заперт. Ток во вторичной обмотке *II* выходного трансформатора, пропорциональный разности токов обоих транзисторов, определяется в эти моменты исключительно током рассматриваемого транзистора. В точке *A* э. д. с. сигнала равна нулю. По обеим половинам первичной обмотки протекают токи покоя каждого из транзисторов. Разность этих токов равна нулю, что соответствует нулевому значению выходного тока.

Динамическая характеристика дает нам амплитуды переменной составляющей напряжения на сопротивлении нагрузки в цепи коллектора $U_{кm}$ и тока в этой же цепи $I_{кm}$, которые вырабатываются двумя транзисторами, рассматриваемыми как единое целое. Если обозначить максимальное значение тока в цепи коллектора (амплитуду импульса коллекторного тока) через $I_{макс}$, то при $I_A \ll I_{макс}$ можно считать, что $I_{кm}=I_{макс}$ и $U_{кm}=U_A$. Отсюда колебательная мощность отдаваемая двумя транзисторами,

$$P_{отд2}=\frac{U_{кm}}{\sqrt{2}}\frac{I_{кm}}{\sqrt{2}}\approx\frac{U_A I_{макс}}{2}. \quad (75)$$

При выборе типа транзистора следует иметь в виду, что величина рассеивающейся на коллекторе мощности связана с амплитудным значением тока сложной зависимостью: при заданном напряжении источника питания *E* мощность, рассеивающаяся на коллекторе, растет пропорционально амплитуде тока, а колебательная мощность (отдаваемая каскадом в нагрузку) — пропорционально квадрату амплитуды тока. Поэтому при некотором значении амплитуды тока мощность рассеяния на коллекторе достигает максимума, после чего уменьшается. Анализ показывает, что при работе в режиме В максимальная полезная колебательная мощность, снимаемая с двух транзисторов, не должна превышать более чем в 2,5 раза максимально допустимую мощность рассеяния на коллекторах обоих транзисторов.

Рассмотрим этапы расчета двухтактного каскада в режиме АВ на транзисторах, включенных по схеме с общим эмиттером.

1. Определяют колебательную мощность, которую должны отдавать в нагрузку, включенную в цепь коллектора, два транзистора (с учетом к. п. д. трансформатора $\eta_{тр}$):

$$P_{отд2}=\frac{P_{вых}}{\eta_{тр}}, \quad (76)$$

где $P_{вых}$ — заданная мощность в сопротивлении нагрузки.

2. Максимально допустимая мощность рассеяния на коллекторе выбранного (одного) транзистора должна быть не менее величины

$$P_{к1}=\frac{P_{отд2}}{2\eta_т}, \quad (77)$$

где $\eta_т$ — к. п. д. транзистора, который в двухтактной схеме в режиме В не может превышать 0,78 и при расчете принимается равным 0,55—0,65. По величине мощности $P_{к1}$ выбирают тип транзистора.

3. Напряжение источника питания *E* выбирают с учетом соотношения

$$E\leqslant\frac{U_{к.макс}}{2}-\Delta U_з, \quad (78)$$

где $U_{к.макс}$ — максимально допустимое (с точки зрения пробоя коллекторного перехода) напряжение между выводами коллектора и эмиттера (или коллектора и базы).

При работе в режиме АВ в общем случае следует принимать

$$U_{к.макс}=U_{к\text{-}э0},$$

где $U_{к\text{-}э0}$ — максимально допустимое напряжение между выводами коллектора и эмиттера при разомкнутой цепи базы.

Однако полезно иметь в виду, что при малой величине тока покоя I_A и большой амплитуде импульса $I_{макс}$ каждый транзистор в течение половины периода практически будет заперт. Ток запертого транзистора может уменьшаться (в пределе) до величины $I_{к0}$. Как отмечалось выше, опасность пробоя существует именно для запертого транзистора. Но по мере того, как ток запертого транзистора уменьшается от величины $I_{к0э}$ до $I_{к0}$, максимально допустимое напряжение между выходными электродами (коллектор—эмиттер и коллектор—база) увеличивается от $U_{к\text{-}э0}$ до $U_{к\text{-}б0}$, где $U_{к\text{-}б0}$ — максимально допустимое напряжение между выводами коллектора и базы при разомкнутой цепи эмиттера, которое всегда в несколько раз больше, чем $U_{к\text{-}э0}$.

Это обстоятельство в ряде случаев, когда режим входной цепи заведомо известен, дает возможность увеличить напряжение источника *E* по сравнению с величиной $U_{к\text{-}э0}/2$. В частности, при работе в идеальном режиме В, когда постоянное напряжение или ток смещения во входной цепи транзистора отсутствует, можно принимать $U_{к.макс}=U_{к\text{-}б0}$. Правда, такой режим связан с увеличением нелинейных искажений („ступенька"), но он вполне допустим в случае резонансных усилителей с достаточно высокой добротностью контуров (благодаря фильтрующим свойствам контуров искажение формы коллекторного тока практически не повлияет на форму напряжения на контуре).

Напряжение запаса в формуле (78) выбирают равным

$$\Delta U_з\leqslant 0{,}1U_{к.макс}.$$

4. По семейству выходных статических характеристик транзистора определяют величину напряжения между выходными электродами

$U_{мин}$, которое соответствует резкому изменению крутизны характеристик. Обычно $U_{мин}$ лежит в пределах 0,5—2 *в*.

5. Пренебрегая падением напряжения на сопротивлении первичной обмотки трансформатора, создаваемым током покоя, найдем амплитуду напряжения на коллекторе каждого транзистора

$$U_{кm} = |E - U_{мин}|. \tag{79}$$

6. Для получения в сопротивлении нагрузки, включенном в цепь коллекторов, мощности $P_{отд2}$ амплитуда переменной составляющей коллекторного тока должна быть:

$$I_{кm} = \frac{2P_{отд2}}{U_{кm}}. \tag{80}$$

7. Теперь можно построить нагрузочную прямую одного плеча усилителя. Она пройдет через точки с координатами

$$U_{к\text{-}э} = U_{мин}; \quad I_к = I_{кm} \quad и \quad U_{к\text{-}э} = U_A = E; \quad I_к = 0.$$

8. С целью уменьшения нелинейных искажений ток покоя транзистора принимают:

$$I_A = (0{,}05 \div 0{,}1)\, I_{кm}, \text{ но не менее } 0{,}5 - 1 \text{ ма}$$

в случае транзисторов малой мощности.

9. Постоянная составляющая коллекторного тока двух транзисторов

$$I_{п2} = 0{,}635\,[I_{кm} + I_A(\pi - 1)]. \tag{81}$$

10. Мощность, потребляемая каскадом от источника питания (батареи),

$$P_{б2} = EI_{п2}. \tag{82}$$

11. Разность между мощностью, потребляемой от батареи, и мощностью, отдаваемой в сопротивление нагрузки, рассеивается на коллекторах транзисторов. Следовательно, мощность, рассеивающаяся на коллекторах двух транзисторов в режиме максимального сигнала,

$$P_{к2} = P_{б2} - P_{отд2}. \tag{83}$$

12. Фактический к. п. д. транзисторов

$$\eta_т = \frac{P_{отд2}}{P_{б2}}, \tag{84}$$

фактический к. п. д. каскада

$$\eta_к = \frac{P_{вых}}{P_{б2}}. \tag{85}$$

13. Чтобы при амплитуде коллекторного тока, равной $I_{кm}$, амплитуда напряжения на нагрузке была равна $U_{кm}$, сопротивление

нагрузки одного плеча каскада (входное сопротивление трансформатора) должно иметь величину

$$R_{н.т} = \frac{U_{кm}}{I_{кm}}. \tag{86}$$

14. Коэффициент трансформации между половиной первичной обмотки и всей вторичной обмоткой выходного трансформатора

$$n = \frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{\eta_{тр} R_{н.т}}{R_н}}. \tag{87}$$

При конструктивном расчете трансформатора следует учесть, что таких половин обмотки имеется две. Иными словами, вся первичная обмотка имеет $2w_1$ витков. Это равносильно тому, что мы сразу рассчитываем трансформатор для согласования сопротивления нагрузки $R_н$ с сопротивлением $4R_{н.т}$, где $R_{н.т}$ определяется по формуле (86), и, рассчитав таким образом трансформатор, делаем вывод средней точки первичной обмотки. Множитель 4 появляется потому, что увеличение в k раз числа витков одной из обмоток во столько же раз изменяет коэффициент трансформации и в k^2 раз изменяет величину согласовываемых сопротивлений.

15. Последовательность расчета входной цепи и нелинейных искажений можно найти в приводимом ниже примере.

Пример 15. Рассчитать усилительный каскад с номинальной выходной мощностью $P_{вых}$=80 *мвт* при сопротивлении нагрузки $R_н$=5 *ом*.

Решение. 1. Судя по результатам предыдущих примеров расчета, получение такой мощности от однотактного каскада на транзисторе малой мощности затруднительно. Применение транзистора большой мощности нецелесообразно. Поэтому попытаемся решить задачу с помощью двухтактного каскада на транзисторах малой мощности.

Колебательная мощность, которую должны отдавать два транзистора при к. п. д. выходного трансформатора $\eta_{тр}$=0,85,

$$P_{отд2} = \frac{P_{вых}}{\eta_{тр}} = \frac{80}{0{,}85} = 94 \text{ мвт}.$$

2. Мощность рассеяния на коллекторе каждого из транзисторов при к. п. д. транзистора $\eta_т$=0,5

$$P_{к1} = \frac{P_{отд2}}{2\eta_т} = \frac{94}{2 \cdot 0{,}5} = 94 \text{ мвт}.$$

Выбираем транзистор типа П13, для которого максимально допустимая мощность рассеяния $P_{к.макс}$ = 150 *мвт*, максимально допустимые напряжения $U_{к\text{-}б0}$ = 30 *в*, $U_{к\text{-}э0}$ = 15 *в*.

3. Напряжение источника питания

$$E \leqslant \frac{U_{к.макс}}{2} - \Delta U_в = \frac{15}{2} = 7{,}5 \text{ в},$$

где $U_{к.макс} = U_{к\text{-}э0}$ = 15 *в*; $\Delta U_в$ = 0.

4. По семейству выходных статических характеристик транзистора типа П13 (рис. 33) определяем

$$U_{мин} \approx 0{,}5 \ в.$$

Принимаем $U_{мин} = 1$ *в*.

5. Амплитуда напряжения на коллекторе

$$U_{кm} = | E - U_{мин} | = 7{,}5 - 1 = 6{,}5 \ в.$$

6. Амплитуда переменной составляющей коллекторного тока

$$I_{кm} = \frac{2P_{отд2}}{U_{кm}} = \frac{2 \cdot 94}{6{,}5} = 29 \ ма.$$

7. На график семейства выходных статических характеристик транзистора наносим точку *1* с координатами $U_{к\text{-}э} = U_{мин} = -1$ *в*; $I_к = I_{кm} = 29$ *ма* и точку *2* с координатами $U_{к\text{-}э} = E$; $I_к = 0$.

Через эти точки проводим линию нагрузки.

8. Наносим также точку покоя *A* с координатами $U_{к\text{-}э} = U_A = E$ и $I_к = I_A$, для чего определяем ток покоя транзистора

$$I_A = 0{,}1 I_{кm} = 0{,}1 \cdot 29 \approx 3 \ ма.$$

9. Постоянная составляющая коллекторного тока двух транзисторов

$$I_{п2} = 0{,}635 [I_{кm} + I_A (\pi - 1)] =$$
$$= 0{,}635 [29 + 3 (3{,}14 - 1)] = 22{,}4 \ ма.$$

10. Мощность, потребляемая каскадом от батареи,

$$P_{б2} = E I_{п2} = 7{,}5 \cdot 22{,}4 = 168 \ мвт.$$

11. Мощность, рассеивающаяся на коллекторах двух транзисторов в режиме максимального усиливаемого сигнала,

$$P_{к2} = P_{б2} - P_{отд2} = 168 - 94 = 74 \ мвт,$$

что меньше $2P_{к.макс} = 2 \cdot 150 = 300$ *мвт*.

12. Фактический к. п. д. транзисторов и каскада

$$\eta_m = \frac{P_{отд2}}{P_{б2}} = \frac{94}{168} = 0{,}56, \text{ т. е. } 56\%;$$

$$\eta_к = \frac{P_{вых}}{P_{б2}} = \frac{80}{168} = 0{,}475, \text{ т. е. } 47{,}5\%.$$

13. Сопротивление нагрузки в цепи коллектора

$$R_{н.к} = \frac{U_{кm}}{I_{кm}} = \frac{6{,}5}{29 \cdot 10^{-3}} = 224 \ ом.$$

14. Коэффициент трансформации между половиной первичной обмотки и вторичной обмоткой выходного трансформатора

$$n = \sqrt{\frac{\eta_{тр} R_{н.к}}{R_н}} = \sqrt{\frac{0{,}85 \cdot 224}{5}} \approx 6{,}15.$$

15. За входную динамическую характеристику каскада принимаем имеющуюся в нашем распоряжении входную статическую характеристику транзистора типа П13, снятую при напряжении $U_{к\text{-}э} = -1{,}5$ *в* (рис. 34).

Переносим на эту характеристику точку *1* нагрузочной прямой. Эта точка соответствует току базы $I_б = I_{б1} = 1{,}46$ *ма* и напряжению $U_{б1} = -305$ *мв*. Кроме того, наносим на входную характеристику точку покоя *A*, соответствующую току базы $I_{бA} \approx 0{,}1$ *ма*.

16. «Среднее» входное сопротивление транзистора

$$R_{вх.ср} = \left| \frac{U_{б1}}{I_{б1}} \right| = \frac{305}{1{,}46} = 210 \ ом.$$

17. Входная мощность, потребляемая каскадом (на оба плеча),

$$P_{вх2} = \frac{| U_{б1} I_{б1} |}{2} = \frac{0{,}305 \cdot 1{,}46 \cdot 10^{-3}}{2} \approx 0{,}21 \ мвт.$$

18. Принимаем величину внутреннего сопротивления генератора, эквивалентного предшествующему каскаду, $R_г = 300$ *ом* и вычисляем для нескольких значений тока базы мгновенные значения э. д. с. генератора. Результаты сводим в таблицу, где приняты следующие обозначения:

$$\Delta I_{бi} = | I_{бi} - I_{бA} |;$$
$$\Delta U_{б\text{-}эi} = | U_{б\text{-}эi} - U_{б\text{-}эA} |;$$
$$E_{гi} = \Delta I_{бi} R_г + \Delta U_{б\text{-}эi};$$

здесь $I_{бi}$, $U_{б\text{-}эi}$, $E_{гi}$ и $I_{кi}$ — соответственно ток базы, напряжение база—эмиттер, э. д. с. источника сигнала и ток коллектора в рассматриваемой (*i*-й) точке. Нумерация точек в таблице соответствует принятой на рис. 33 и 34.

Точки	$I_б$, *ма*	$U_{б\text{-}э}$, *в*	$\Delta I_б$, *ма*	$\Delta U_{б\text{-}э}$, *в*	$E_г$, *в*	$I_к$, *ма*
1	1,46	0,305	1,36	1,155	0,563	29
3	0,8	0,258	0,7	0,108	0,318	18,4
4	0,4	0,220	0,3	0,070	0,160	9,4

При составлении таблицы можно брать только такие значения тока базы транзистора, которые превышают ток покоя $I_{бA}$.

19. Воспользовавшись данными таблицы, строим зависимость тока коллектора от величины э. д. с. генератора $I_к=\varphi(E_г)$, как показано на рис. 35.

20. С помощью графика $I_к=\varphi(E_г)$ находим коэффициент нелинейных искажений каскада методом пяти ординат. Для этого определим и обозначим символом $E_{гm}$ величину э. д. с., при которой ток

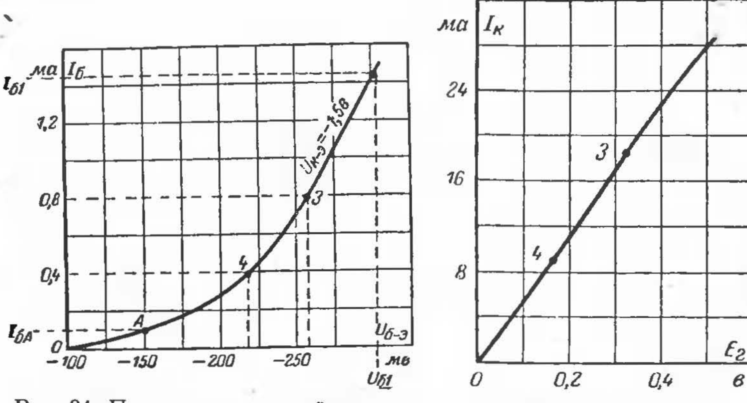


Рис. 34. Построение входной динамической характеристики.

Рис. 35. Зависимость $I_к=\varphi(E_г)$.

коллектора становится равным величине $I_{кm}$ (см. рис. 33 и 35). Затем определяем ток коллектора $I_к=I'$, соответствующий величине э. д. с. $E_г=0,5\ E_{гm}$. В нашем случае $I_{кm}=29$ *ма*, $E_{гm}\approx 0,56$ *в*, $0,5\ E_{гm}\approx 0,28$ *в*, $I'_к=15,8$ *ма*.

Предположим, что вследствие разницы в коэффициентах усиления обоих транзисторов токи коллекторов в плечах двухтактной схемы отличаются в $(1+a)$ раз от номинального значения (в одном плече в большую, а в другом в меньшую сторону). Тогда при $a=0,1$ получим:

амплитуда первой гармоники тока коллектора

$$I_{m1}=\frac{2I_{кm}+2I'}{3}=\frac{2\cdot 29+2\cdot 15,8}{3}=29,9\ ма;$$

амплитуда второй гармоники

$$I_{m2}=\frac{aI_{кm}-2aI_A}{2}=\frac{0,1\cdot 29-2\cdot 0,1\cdot 3}{2}=1,15\ ма;$$

амплитуда третьей гармоники

$$I_{m3}=\frac{2I_{кm}-4I'}{6}=\frac{2\cdot 29-4\cdot 15,8}{6}=0,86\ ма.$$

Коэффициент нелинейных искажений

$$k_f=\frac{\sqrt{I_{m2}^2+I_{m3}^2}}{I_{m1}}=\frac{\sqrt{1,15^2+0,86^2}}{29,9}=0,048,\ \text{т. е. } 4,8\%.$$

Подбирая транзисторы по величине β, можно уменьшить амплитуду второй, а увеличивая сопротивление $R_г$ — амплитуду третьей гармоники.

21. ФАЗОИНВЕРСНЫЙ КАСКАД

К эмиттерным или базовым выводам транзисторов, работающих в двухтактном каскаде, необходимо подводить равные по величине и взаимно противоположные по знаку токи от фазоинверсного каскада. Такие токи легче всего получить с помощью трансформатора, вторичная обмотка которого имеет вывод средней точки. Применение трансформатора дает возможность, помимо инверсии фазы, получить дополнительное усиление по току за счет согласования генератора с нагрузкой.

Подключение трансформатора к входным электродам транзисторов осуществляется по схеме, показанной на рис. 31. В этой схеме сопротивление делителя R_2 по отношению к транзисторам включено последовательно с внутренним сопротивлением генератора. Поэтому принятая в ходе решения примера 15 величина $R_г=300$ *ом* представляет собой сумму сопротивления R_2 и выходного сопротивления транзистора фазоинверсного каскада, пересчитанного к зажимам половины вторичной обмотки входного трансформатора. В случае транзисторов малой мощности сопротивление R_2 принимают равным 100—150 *ом*, а R_1 подбирают экспериментально по величине тока покоя. В случае транзисторов большой мощности величина R_2 уменьшается до нескольких десятков ом.

В свою очередь нагрузкой трансформатора фазоинверсного каскада является сопротивление

$$R_{н.э}=R_2+R_{вх.ср},$$

где $R_{вх.ср}$ определяется по формуле, приведенной в предыдущем примере расчета. Каждую половину вторичной обмотки трансформатора фазоинверсного каскада необходимо рассчитывать для работы на сопротивление $R_{н.э}$, а при конструктивном расчете трансформатора следует учесть, что вторичная обмотка состоит из двух половин.

Известны также бестрансформаторные схемы фазоинверсных каскадов. Простейшая из них — схема с разделенной нагрузкой (рис. 36) — внешне напоминает аналогичную ламповую схему. Начальное положение рабочей точки каждого из транзисторов двухтактного каскада в этой схеме устанавливают с помощью своего делителя напряжения. При достаточно большой величине сопротивлений $R_э$ и $R_к$ и сопротивлений делителей значительная часть эмиттерного тока первого транзистора будет протекать по цепи эмиттер — база транзистора T_2, а значительная часть переменной составляющей коллекторного тока — по такой же цепи транзистора T_3. Переменная составляющая эмиттерного тока первого транзистора приблизительно в β раз больше, чем переменная составляющая его

базового тока. Поэтому транзисторный каскад с разделенной нагрузкой обеспечивает значительное усиление (тока) в отличие от лампового каскада, который не дает усиления (напряжения).

При выполнении двухтактного каскада по схеме на рис. 36 на транзисторах малой мощности величина сопротивлений $R_э$ и $R_к$ составляет несколько сотен ом. Сопротивление $R_э$ выбирается равным $R_к$. Как известно, при одинаковой величине внутреннего сопротивления источника усиливаемого сигнала выходное сопротивление транзистора, включенного по схеме с общим коллектором, во много раз меньше, чем выходное сопротивление того же транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Поэтому выходное сопротивление

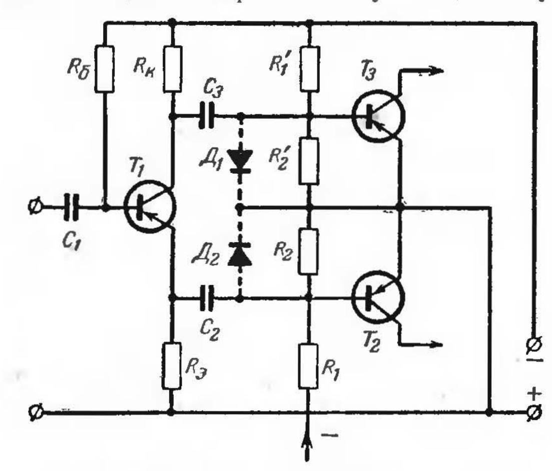


Рис. 36. Схема фазоинверсного каскада с разделенной нагрузкой.

эмиттерного плеча фазоинверсного каскада с разделенной нагрузкой обычно оказывается меньше, чем выходное сопротивление коллекторного плеча. Это может привести к увеличению нелинейных искажений двухтактного каскада. Для уменьшения нелинейных искажений полезно включить в разрыв цепи между эмиттером транзистора T_1 и конденсатором C_2 сопротивление, величину которого подбирают экспериментально по минимуму нелинейных искажений. Одновременно может потребоваться некоторое увеличение сопротивления $R_э$ по сравнению с $R_э=R_к$.

Заметим, что в рассматриваемой схеме питание базы каждого из транзисторов T_2 и T_3 совершенно необходимо осуществлять не с помощью одного сопротивления, а от делителя напряжения. Дело в том, что при отсутствии в схеме сопротивлений R_2 и R'_2 ток базы отпертого транзистора не может замкнуться на эмиттер и будет заряжать соответствующий разделительный конденсатор, создавая на последнем запирающее (по отношению к транзистору) напряжение смещения. Вместо сопротивлений R_2 и R'_2 можно включить диоды, как показано штриховой линией на рис. 36. Пока переменное напряжение на входе каскада отсутствует, каждый из диодов заперт частью напряжения батареи. При наличии усиливаемого напряжения, как и прежде, током базы отпертого транзистора будет заряжаться соответствующий разделительный конденсатор. Но теперь разряд конденсатора осуществляется через диод, причем конденсатор C_2 разряжается через диод $Д_2$ и сопротивление $R_э$, а конденсатор C_3 — через диод $Д_2$ и параллельно соединенные сопротивления $R_к$ и $(R_э+R_{т1п})$, где $R_{т1п}$ — сопротивление постоянному току между выводами коллектора и эмиттера транзистора T_1.

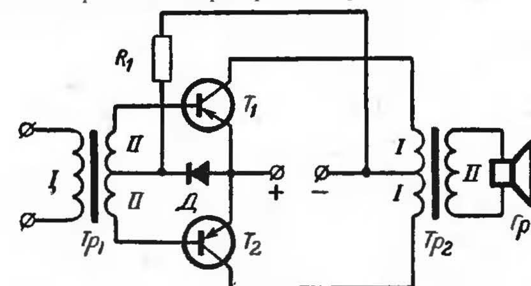


Рис. 37. Схема стабилизации рабочей точки с помощью диода.

Совершенно иное назначение имеет диод в схеме двухтактного каскада на рис. 37. Полярность включения диода $Д$ в этой схеме такова, что он включен в направлении пропускания и фактически заменяет сопротивление R_2 делителя в схеме на рис. 31. При повышении окружающей температуры или напряжения источника питания сопротивление диода постоянному току уменьшается. Поэтому изменение тока покоя транзисторов, обусловленное названными причинами, в схеме на рис. 37 будет меньше, чем в схеме на рис. 31.

В схеме каскада с разделенной нагрузкой (рис. 36) также можно изменить полярность включения диодов, сохранив сопротивления R_2 и R'_2. При этом диоды будут служить уже не для создания цепи разряда разделительных конденсаторов, а для стабилизации рабочей точки транзисторов T_2 и T_3.

22. СОСТАВЛЕНИЕ БЛОК-СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЯ

Расчет транзисторного усилителя, так же как и лампового, начинают с выходного каскада, который, как правило, является мощным усилителем. В результате расчета выходного (оконечного) каскада получают величину среднего входного сопротивления $R_{вх.ср}$ каскада и амплитуду входного тока $I_{вх.окm}$.

При задании требований к усилителю указывают величину э. д. с. E_{cm} и внутреннего сопротивления $R_г$ источника усиливаемого сигнала. Это дает возможность определить амплитуду входного тока усилителя

$$I_{вхm} = \frac{E_{cm}}{R_г + R_{вх}}, \quad (88)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя, величина которого либо бывает задана в числе прочих требований к усилителю, либо выбирается конструктором в процессе расчета.

Очевидио, требуемый коэффициент усиления (по току) предварительных каскадов

$$K_т = \frac{I_{вх.ок\ m}}{I_{вх\ m}}. \qquad (89)$$

Теперь можно определить число каскадов предварительного усилителя, исходя из того, что каждый транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, обеспечивет усиление тока приблизительно в 0,7 β раз, где $\beta = h_{21э}$ — коэффициеит усилеиия транзистора по току при включении по схеме с общим эмиттером. Эту же величину ($K_т = 0{,}7\ \beta$) можно принять в качестве исходной для каскада с общим коллектором (в случае, если два таких каскада ие следуют друг за другом). Транзистор, включенный по схеме с общей базой, практически не изменяет величины тока ($K_т = 1$).

Каждый из трансформаторов в схеме усилителя обеспечивает усиление тока в $n = w_1/w_2$ раз.

Если в схему усилителя предполагается ввести отрицательную обратную связь, глубина которой характеризуется параметром F (см. следующую главу), то величина $K_т$, найденная по формуле (89), должна быть увеличена в F раз.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ОСНОВЫ РАСЧЕТА ЦЕПЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

23. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В ТРАНЗИСТОРНЫХ СХЕМАХ

Мы привыкли к тому, что в усилителях с электронными лампами для осуществления обратной связи необходимо подвести к входным зажимам усилительного элемента напряжение, пропорциональиое выходному напряжеиию или току. В транзисторных же схемах необходимо подводить к входным зажимам усилительиого элемента определениую мощность. Поэтому при рассмотреиии траизисторных усилителей можно говорить как о напряжении, так и о токе обратной связи. Если напряжеиие или ток обратной связи пропорциональны выходному току, то мы имеем связь по току. Если же ток обратной связи пропорционален выходному напряжению, то мы имеем дело со связью по напряжению.

Чтобы определить характер обратной связи (по току или по напряжению), следует мысленно замкнуть накоротко сопротивление нагрузки. Если при этом переменная составляющая тока в цепи обратной связи пропадает, значит, в схеме существовала (до замыкания сопротивления нагрузки) связь по напряжению. Если же переменная составляющая тока в цепи обратиой связи при замыкании нагрузки не пропадает, это говорит о наличии в схеме обратной связи по току.

По способу подачи тока обратной связи на вход усилителя различают параллельную и последовательную обратную связь. При параллельиой обратной связи ток обратной связи подводится к входу траизистора вместе (параллельно) с усиливаемым током. При последовательной обратиой связи сопротивление, через которое протекает ток обратной связи, включено между входными зажимами каскада последовательно со входом транзистора.

Обратная связь называется положительной, если напряжеиие, поступающее по цепи обратной связи на вход усилителя, совпадает по фазе с входным усиливаемым напряжением, и отрицательной, если напряжение обратной связи иаходится в противофазе. Отрицательную обратную связь умышленно вводят в схемы усилителей для улучшения характеристик последних.

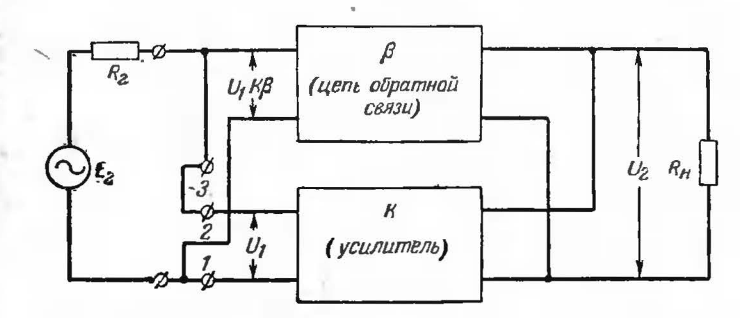


Рис. 38. Блок-схема усилителя, охваченного обратной связью.

Качественный характер влияния отрицательиой обратной связи на параметры и характеристики транзисториого усилителя остается таким же, как и в случае лампового усилителя: коэффициент усилеиия, нелииейные искажения, амплитудно-частотиые и фазо-частотные искажения усилителя уменьшаются. Входное сопротивление усилителя увеличивается при последовательной и уменьшается при параллельной обратиой связи. Выходиое сопротивлеиие усилителя увеличивается при отрицательной связи по току и уменьшается при связи по иапряжению.

Однако количественные соотношения, которые характеризуют влияние отрицательной обратной связи на параметры усилителя, оказываются в случае транзисторных усилителей более сложными, чем в случае ламповых. Дело в том, что при выводе большинства формул для ламповых усилителей с обратной связью предполагается, что входное сопротивление лампы имеет бесконечно большую величиич. Это дает возможность не учитывать наличие и величину внутреинего сопротивлеиия источника усиливаемого напряжения. Входное сопротивление же траизисторного усилителя имеет обычно такую же или даже меньшую, чем внутреннее сопротивление источника, величину. Поэтому при расчете цепей обратиой связи в транзисторных усилителях необходимо учитывать наличие сопротивления источника.

Обобщенная блок-схема усилителя с отрицательиой обратной связью, которую мы будем в дальнейшем рассматривать, имеет вид, показанный на рис. 38.

24. ВОЗВРАТНАЯ РАЗНОСТЬ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ ПРИ РАСЧЕТЕ СХЕМ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Вводя в схему усилителя отрицательную обратную связь, конструктор, естественно, хочет и должен знать, каково будет влияние обратной связи на параметры и характеристики усилителя. Обычно принято выражать влияние обратной связи на характеристики усилителя через величину βK, где β — коэффициент обратной связи, а K — коэффициент усиления усилителя при разомкнутой цепи обратной связи.

Как видим, параметры β и K имеют вполне определенный физический смысл и, казалось бы, могут быть без труда вычислены. Но при попытках сделать это для некоторых конкретных схем каскадов с обратной связью часто обнаруживаются трудности, обусловленные тем, что не удается разделить всю схему каскада или усилителя на две обособленные друг от друга части (цепь усилителя и цепь обратной связи). Другое затруднение состоит в следующем. При введении в схему усилителя цепи обратной связи меняется входное сопротивление усилителя, а это неизбежно приводит к изменению величины напряжения на выходных зажимах источника усиливаемого сигнала. Между тем при анализе ламповых усилителей с обратной связью входное напряжение принято считать заданной (фиксированной) величиной.

Эти затруднения отпадают, если при расчете цепей обратной связи в транзисторных и ламповых усилителях оперировать не с величиной βK, а с величиной

$$F = 1 + \beta K, \tag{90}$$

которая получила в теории цепей название «возвратная разность». Смысл этого названия таков. Если в схеме на рис. 68 выключить э. д. с. источника $E_г$, разомкнуть цепь обратной связи (снять перемычку между зажимами *2* и *3*) и подвести к входным зажимам усилителя напряжение U_1, равное 1 *в*, то напряжение на выходе усилителя будет равно K вольт, а на выходе цепи обратной связи равно $(-\beta K)$ вольт (обратная связь отрицательна!). Напряжение $(-\beta K)$, которое «возвращается» с выхода усилителя на его вход, называется возвратным напряжением, а разность входного U_1 и возвратного напряжений

$$F = 1 - (-\beta K) = 1 + \beta K$$

называется возвратной разностью.

Классический способ определения величины F заключается в следующем. Составляют эквивалентную схему усилителя, заменяя каждый транзистор схемой замещения с зависимым генератором напряжения. В полученной схеме находят элемент обратной связи (такой элемент, при исключении которого из схемы, т. е. при обрыве или при коротком замыкании которого обратная связь в схеме пропадает). Для полной эквивалентной схемы усилителя составляют систему уравнений контурных токов. После этого параметр F может быть вычислен по формуле

$$F = \frac{\Delta}{\Delta_0}, \tag{91}$$

где Δ — определитель системы уравнений контурных токов, составленной для эквивалентной схемы усилителя при наличии в ней элемента обратной связи;

Δ_0 — определитель системы уравнений контурных токов, составленной для той же эквивалентной схемы при отсутствии в ней элемента обратной связи.

Вместо системы уравнений контурных токов может быть взята система уравнений узловых напряжений. При этом удобно применить схему замещения транзистора с зависимым генератором тока.

Формула (91) с теоретической точки зрения полностью решает задачу расчета. Но вычисление определителей само во многих случаях оказывается трудоемкой операцией. Между тем анализ показывает, что отношение двух определителей систем уравнений контурных токов в формуле (91) численно равно отношению величин двух входных сопротивлений, первая из которых вычисляется при наличии в схеме усилителя элемента обратной связи, а вторая при его отсутствии. При этом предполагается, что внутреннее сопротивление источника усиливаемого сигнала также входит в состав входного сопротивления. Если же определители в формуле (90) относятся к системе уравнений узловых напряжений, то отношение входных сопротивлений заменяется отношением входных проводимостей.

Это обстоятельство дает возможность предложить следующие формулы для определения параметра F:

при последовательной обратной связи

$$F = \frac{Z_г + Z_{вх.с}}{Z_г + Z_{вх}}, \tag{92}$$

а при параллельной обратной связи

$$F = \frac{Y_г + Y_{вх.с}}{Y_г + Y_{вх}}, \tag{93}$$

где $Z_г$ — сопротивление источника усиливаемого напряжения;

$Z_{вх}$ — входное сопротивление усилителя при замкнутом накоротко элементе обратной связи;

$Z_{вх.с}$ — входное сопротивление усилителя при наличии в его схеме упомянутого элемента обратной связи;

$Y_г$ — проводимость источника усиливаемого сигнала;

$Y_{вх}$ — входная проводимость усилителя при обрыве ветви с элементом обратной связи;

$Y_{вх.с}$ — входная проводимость усилителя при наличии в его схеме элемента обратной связи.

Формулы (92) и (93) позволяют при заданной схеме усилителя с цепью обратной связи вычислить возвратную разность F. С помощью этих же формул можно вычислить величины элементов цепи обратной связи, при которых будет обеспечена требуемая величина возвратной разности F.

Остается рассмотреть, как изменятся параметры усилителя при введении в его схему цепи обратной связи, которая характеризуется величиной возвратной разности F.

1. Коэффициент нелинейных искажений усилителя после введения отрицательной обратной связи уменьшается в F раз:

$$k_{f\,c} = \frac{k_f}{F}. \qquad (94)$$

Здесь и в дальнейшем индекс «с» будет обозначать величины, характеризующие усилитель с отрицательной обратной связью; те же величины, но без индекса «с» относятся к усилителю с выключенной цепью обратной связи. Формула справедлива при сравнительно малой величине k_f (порядка нескольких процентов).

2. Влияние обратной связи на величину входного сопротивления усилителя можно найти из формул (92) и (93). Однако, как увидим далее, во многих случаях бывает легче найти величину входного сопротивления усилителя с обратной связью, непосредственно рассматривая схему этого усилителя, а зная величину входного сопротивления, можно вычислить параметр F. Таким образом, удобнее вычислять параметр F через параметр $R_{вх.с}$, а не наоборот.

3. Выходное сопротивление усилителя, охваченного отрицательной обратной связью по току, можно определить по формуле

$$R_{вых.с} = FR_{вых} + R_н(F-1). \qquad (95)$$

В случае отрицательной обратной связи по напряжению выходная проводимость усилителя

$$G_{вых.с} = FG_{вых} + G_н(F-1), \qquad (96)$$

где $R_н$ и $G_н = \frac{1}{R_н}$ — соответственно сопротивление и проводимость нагрузки;

$R_{вых}$ и $G_{вых} = \frac{1}{R_{вых}}$ — выходное сопротивление и проводимость усилителя без обратной связи.

Первая из формул справедлива как для однокаскадного усилителя, так и для усилителя с любым числом каскадов при условии, что цепь обратной связи состоит из одной ветви, входящей как в состав входного, так и выходного контура усилителя. Вторая формула справедлива также для усилителя с любым числом каскадов при условии, что цепь обратной связи состоит из одного двухполюсника, включенного между входным и выходным зажимами усилителя.

4. Распространенное представление о том, что коэффициент усиления усилителя при введении обратной связи уменьшается в $(1+\beta K)$ раз, получено в теории ламповых усилителей в результате ряда упрощающих предположений. Оно не всегда применимо к ламповым усилителям и тем более не применимо к транзисторным усилителям.

Поскольку введение в схему транзисторного усилителя цепи обратной связи неизбежно меняет величину входного сопротивления последнего, то, характеризуя влияние обратной связи на величину коэффициента усиления усилителя, целесообразно сравнивать величину напряжения и тока на выходе усилителя не с соответствующими величинами на входе, а с величиной э. д. с. или тока короткого замыкания источника усиливаемого напряжения. При таком подходе отпадает необходимость в вычислении входного напряжения или тока каскада после включения цепи обратной связи и появляется возможность непосредственно оценить влияние обратной связи на величину выходного тока или напряжения при неизменной э. д. с. источника. Именно это и интересует в конечном счете каждого конструктора.

Не рассматривая проблемы в целом, остановимся на двух наиболее распространенных случаях.

При параллельной обратной связи по напряжению напряжение на выходе усилителя уменьшается в F раз по сравнению со случаем отсутствия обратной связи. Иными словами, уменьшается в F раз величина K_E, равная отношению напряжения на сопротивлении нагрузки к величине э. д. с. источника $E_г$:

$$K_E = \frac{U_2}{E_г};$$

$$K_{Ec} = \frac{K_E}{F}.$$

Последняя формула справедлива при условии, что включение цепи обратной связи не изменяет величины сопротивления нагрузки каскада. Если же включение цепи обратной связи заметно изменяет величину сопротивления нагрузки каскада, то это обстоятельство следует учитывать отдельно.

В случае последовательной обратной связи по току ток в сопротивлении нагрузки уменьшается в F раз по сравнению со случаем отсутствия обратной связи. Можно сказать, что в F раз уменьшается величина $K_{т.г}$, равная отношению тока в нагрузке к величине тока короткого замыкания источника усиливаемого сигнала:

$$K_{т.г} = \frac{I_2}{I_{к.з}};$$

$$K_{т.г.с} = \frac{K_{т.г}}{F}.$$

Последняя формула справедлива только в том случае, если включение цепи обратной связи не приводит к заметному изменению коэффициента усиления самого *усилительного элемента* (лампы, транзистора). Если же коэффициент усиления усилительного элемента меняется, то соответствующее изменение коэффициента усиления всего усилителя следует учесть отдельно.

Из сказанного можно сделать вывод, что при таких расчетах усилителей с обратной связью, когда не требуется высокая точность, можно принять в качестве исходных данных параметры усилителя без обратной связи и величину возвратной разности F и выразить через них параметры усилителя с обратной связью.

Если же требуется выполнить расчет параметров усилителя с обратной связью в широком диапазоне частот и с высокой степенью точности, то во многих случаях оказывается целесообразным рассчитывать непосредственно параметры усилителя с целью обратной связи, не выражая их через параметры усилителя без обратной связи и величину F.

25. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Схема каскада с последовательной обратной связью изображена на рис. 39 (транзистор T_2). Элементом отрицательной обратной связи является сопротивление $R_{э2}$ в цепи эмиттера второго транзистора. Оно обычно имеет не слишком большую величину, и его включение практически не приводит к сколько-нибудь заметному изменению динамического коэффициента усиления по току транзистора T_2. Однако включение сопротивления в цепь эмиттера приводит к изменению (к увеличению) входного сопротивления $R_{вх2}$ транзистора T_2, а это в свою очередь влечет за собой перераспределение выходного тока первого транзистора между сопротивлениями $R_{к1}$, R_1, R_2 и $R_{вх2}$. Входной ток второго транзистора падает. Степень уменьшения входного тока характеризует глубину отрицательной обратной связи. Легко видеть, что замыкание накоротко сопротивления нагрузки второго транзистора не устраняет влияния $R_{э2}$ на величину входного сопротивления транзистора. Следовательно, мы имеем случай последовательной обратной связи по току.

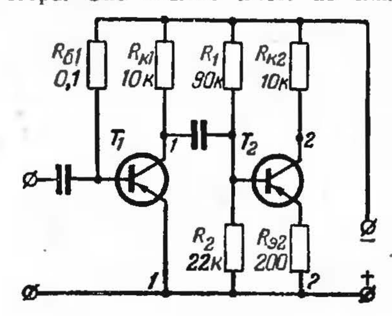


Рис. 39. Схема с последовательной обратной связью.

Для определения возвратной разности F пользуемся формулой (92), подразумевая в ней под $Z_{вх}$ величину входного сопротивления транзистора T_2:

$$F = \frac{R_{э.г} + R_{вх2с}}{R_{э.г} + R_{вх2}}, \qquad (97)$$

где

$$R_{вх2} = r_{б2} + r_{э2}(\beta_{д2} + 1);$$

$$R_{вх2с} = r_{б2} + (r_{э2} + R_{э2})(\beta_{д2} + 1) = R_{вх2} + R_{э2}(\beta_{д2} + 1);$$

$$\frac{1}{R_{э.г}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{к1}} + \frac{1}{R_{вых1}};$$

$R_{вых1}$ — выходное сопротивление транзистора T_1.

Пример 16. Определить, как изменится ток в сопротивлении нагрузки и выходное сопротивление усилителя в схеме на рис. 17, если между общей точкой схемы и эмиттером второго транзистора включить сопротивление $R_э = 200$ *ом*, как показано на рис. 39. Во сколько раз уменьшатся нелинейные искажения, возникающие во втором каскаде?

Р е ш е н и е. Используя результаты расчета из примера 10, находим:

$$\beta_{д2} = 16;$$

$$R_{вх2} = 500 \text{ ом};$$

$$R_{вх2с} = R_{вх2} + R_э(\beta_{д2} + 1) = 500 + 200(16 + 1) = 3\,900 \text{ ом};$$

$$\frac{1}{R_{э.г}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{к1}} + \frac{1}{R_{вых1}} = \frac{1}{90} + \frac{1}{22} + \frac{1}{10} + \frac{1}{75} \approx \frac{1}{6};$$

$$R_{э.г} = 6 \text{ ком}.$$

Определяем величину возвратной разности

$$F = \frac{R_{э.г} + R_{вх2с}}{R_{э.г} + R_{вх2}} = \frac{6 + 3,9}{6 + 0,5} \approx 1,5.$$

Включение сопротивления $R_э$ в цепь эмиттера транзистора T_2 практически не влияет на величину динамического коэффициента усиления транзистора по току. Поэтому ток в сопротивлении нагрузки уменьшается в $F = 1,5$ раза. Очевидно, во столько же раз уменьшится величина напряжения на сопротивлении нагрузки.

Поскольку изменение входного сопротивления второго каскада в данном случае мало отразится на величине входного сопротивления всего усилителя, то уменьшение напряжения на сопротивлении нагрузки в 1,5 раза означает, что коэффициент усиления всего усилителя после введения в схему усилителя обратной связи также уменьшится в 1,5 раза.

Выходное сопротивление усилителя определяем по формуле (95), полагая в рассматриваемом случае $R_н = R_{к2}$:

$$R_{вых.с} = FR_{вых} + R_{к2}(F - 1) =$$
$$= 1,5 \cdot 70 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3 (1,5 - 1) = 110 \text{ ком},$$

где $R_{вых} = 70$ *ком* — выходное сопротивление второго транзистора, вычисленное по формуле (15).

Нелинейные искажения, возникающие во втором каскаде, уменьшатся благодаря введению обратной связи в $F = 1,5$ раза.

26. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Рассмотрим схему на рис. 40. Переменная составляющая напряжения, возникающего на сопротивлении $R_к$, создает ток в сопротивлении $R_б$ и базе транзистора. Этот ток обратной связи направлен навстречу входному току каскада. При замыкании накоротко сопротивления $R_к$ переменная составляющая тока в цепи базы пропадает. Следовательно, в схеме существует параллельная отрицательная обратная связь по напряжению.

Вычислить возвратную разность F для рассматриваемой схемы можно по формуле (93), подставляя в нее в качестве $Y_{вх}$ величину входной проводимости каскада при оборванном сопротивлении $R_б$, а в качестве $Y_{вх.с}$ — величину входной проводимости каскада

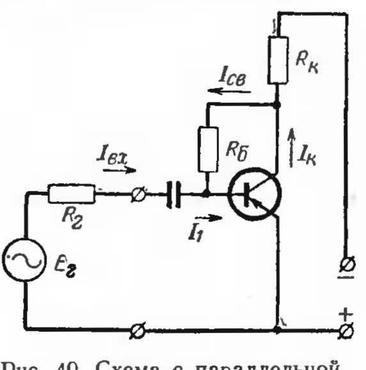


Рис. 40. Схема с параллельной обратной связью.

при наличии сопротивления $R_б$ (предполагается, что обрыв сопротивления не влияет на выбранную рабочую точку и параметры транзистора).

Предположим, что к входным зажимам каскада подключен генератор с внутренним сопротивлением, равным нулю, и с напряжением на выходных зажимах, равным U_1. Этот генератор при отсутствии цепи обратной связи (обрыв ветви с сопротивлением $R_б$) создает во входной цепи транзистора ток

$$I_1 = \frac{U_1}{R_{вх}},$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора при отсутствии цепи обратной связи.

После включения цепи обратной связи часть тока с выхода усилителя будет поступать на его вход. При выбранных на рис. 40 положительных направлениях токов фактический (с учетом знака) ток в цепи коллектора транзистора $I_к = -I_1\beta_д$. В ветвь с сопротивлением $R_б$ ответвляется часть этого тока

$$I_{св} = -I_1\beta_д \frac{R_к}{R_к + R_б}.$$

Ток $I_{св}$ полностью протекает через ветвь с генератором, не ответвляясь в цепь базы транзистора (внутреннее сопротивление генератора равно нулю). Поэтому результирующий входной ток каскада

$$I_{вх} = I_1 - I_{св} = I_1\left(1 + \beta_д \frac{R_к}{R_к + R_б}\right).$$

Эквивалентное входное сопротивление каскада при наличии цепи обратной связи

$$R_{вх.с} = \frac{U_1}{I_{вх}} = \frac{U_1}{I_1\left(1 + \beta_д \dfrac{R_к}{R_к + R_б}\right)} = \frac{R_{вх}}{1 + \beta_д \dfrac{R_к}{R_к + R_б}}. \quad (98)$$

Зная величину $R_{вх.с}$, можно вычислить возвратную разность и все параметры каскада.

Пример 17. а) Определить, во сколько раз уменьшится напряжение на выходных зажимах каскада и коэффициент нелинейных искажений каскада на рис. 40 после введения в его схему цепи обратной связи. Вычислить входное и выходное сопротивление при наличии цепи обратной связи, если $R_к = 10$ *ком*, $R_б = 50$ *ком* и сопротивление источника входного напряжения $R_г = R_{вх} = 500$ *ом*.

б) Определить, при каком значении $R_б$ коэффициент нелинейных искажений каскада уменьшится в **4 раза** по сравнению со случаем отсутствия обратной связи.

Решение. а) Определяем входное сопротивление каскада с цепью обратной связи по формуле (98):

$$R_{вх.с} = \frac{R_{вх}}{1 + \beta_д \dfrac{R_к}{R_к + R_б}} = \frac{500}{1 + 16\dfrac{10\cdot 10^3}{10\cdot 10^3 + 50\cdot 10^3}} = 136 \text{ ом}.$$

Входная проводимость

$$G_{вх.с} = \frac{1}{R_{вх.с}} \approx 7{,}4\cdot 10^{-3} \text{ сим}.$$

Возвратная разность

$$F = \frac{G_г + G_{вх.с}}{G_г + G_{вх}} = \frac{2\cdot 10^{-3} + 7{,}4\cdot 10^{-3}}{2\cdot 10^{-3} + 2\cdot 10^{-3}} = 2{,}35,$$

где $G_г = G_{вх} = \dfrac{1}{R_{вх}} = \dfrac{1}{500} = 2\cdot 10^{-3}$ *сим*.

Рассматривая сопротивление $R_к$ как сопротивление нагрузки каскада при отсутствии обратной связи и полагая $R_г = 500$ *ом*, находим по формуле (15) выходное сопротивление каскада $R_{вых} = 91$ *ком*. Выходное сопротивление каскада при наличии цепи обратной связи

$$G_{вых.с} = FG_{вых} + G_н(F - 1) = 2{,}35\cdot\frac{1}{91\cdot 10^3} + \frac{1}{10\cdot 10^3}(2{,}35 - 1) = 16\cdot 10^{-5} \text{ сим}.$$

$$R_{вых.с} = \frac{1}{G_{вых.с}} = \frac{1}{16\cdot 10^{-5}} = 6{,}3 \text{ ком}.$$

Нелинейные искажения каскада после включения цепи обратной связи уменьшаются в $F = 2{,}35$ раза. Напряжение на первоначальном сопротивлении нагрузки после введения обратной связи должно было бы уменьшиться в 2,35 раза. Однако подключение сопротивления $R_б$ параллельно сопротивлению нагрузки $R_к$ уменьшает величину эквивалентного сопротивления нагрузки каскада в 1,2 раза. Это приводит к дополнительному уменьшению напряжения на выходе каскада во столько же раз. Результирующее уменьшение выходного напряжения и коэффициента K_E составляет

$$F \times 1{,}2 = 2{,}3\cdot 1{,}2 = 2{,}8 \text{ раза}.$$

б) Из формулы (93) определяем величину $G_{вх.с}$, приняв $F = 4$:

$$G_{вх.с} = F(G_г + G_{вх}) - G_г = 4(2\cdot 10^{-3} + 2\cdot 10^{-3}) - 2\cdot 10^{-3} = 14\cdot 10^{-3} \text{ сим};$$

$$R_{вх.с} = 72 \text{ ом}.$$

Из формулы (98) определяем величину сопротивления обратной связи:

$$R_б = \frac{R_к\beta_д}{\dfrac{R_{вх}}{R_{вх.с}} - 1} - R_к = \frac{10\cdot 10^3\cdot 16}{\dfrac{500}{72} - 1} - 10\cdot 10^3 = 16{,}6 \text{ ком}.$$

При таком выборе $R_б$ нелинейные искажения каскада уменьшатся в 4 раза, а коэффициент усиления K_E — более чем в 4 раза,

потому что включение сопротивления $R_б$ приведет к уменьшению сопротивления нагрузки каскада до величины

$$R_{н.э} = \frac{R_к R_б}{R_к + R_б} = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 16{,}6 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 + 16{,}6 \cdot 10^3} = 6{,}25 \text{ ком}.$$

Если же оба сопротивления ($R_к$ и $R_б$) увеличить в $\dfrac{R_б + R_к}{R_б}$ раз, то эквивалентное сопротивление нагрузки каскада останется неизменным равным первоначальной величине $R_к$, и коэффициент усиления K_E уменьшится также точно в F раз. Следует помнить, что изменение величин $R_к$ и $R_б$ приведет к изменению рабочей точки транзистора.

ПРИЛОЖЕНИЕ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА

В книге мы пользовались схемой замещения транзистора с генератором тока или с генератором напряжения. Параметрами этой схемы служили величины $r_э$, $r_б$, $r_к$ или $r_{к\text{-}э}$ и α или β. Вычислить эти параметры можно, располагая значениями h-параметров транзистора. Для этого необходимо составить систему из четырех уравнений, в которую входили бы как искомые, так и известные параметры. Например, при известных h-параметрах транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, для входного сопротивления транзистора в режиме короткого замыкания выходных зажимов справедливо соотношение

$$Z_{вх} = h_{11} = r_б + r_э(\beta + 1).$$

Второе уравнение получим, исходя из физического смысла параметра h_{21}:

$$h_{21} = \beta.$$

Составив еще два уравнения, можно решить систему относительно интересующих нас величин $r_э$, $r_б$, $r_{к\text{-}э}$ и β. В частности, при известных h-параметрах транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, получим:

$$r_э = \frac{h_{12}}{h_{22}};$$

$$r_{вых.э} = r_{к\text{-}э} + r_э = \frac{1}{h_{22}};$$

$$r_{к\text{-}э} = \frac{1}{h_{22}} - r_э \approx \frac{1}{h_{22}};$$

$$\beta = h_{21};$$

$$r_б = h_{11} - r_э(\beta + 1).$$

При известных h-параметрах транзистора, включенного по схеме с общей базой, справедливы следующие формулы:

$$\alpha = |h_{21}|;$$

$$r_б = \frac{h_{12}}{h_{22}};$$

$$r_э = h_{11} - r_б(1 - \alpha);$$

$$r_{вых.б} = \frac{1}{h_{22}} = r_к + r_б;$$

$$r_к = \frac{1}{h_{22}} - r_б \approx \frac{1}{h_{22}}.$$

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

Информация редакции Массовой радиобиблиотеки

До конца 1964 г. выйдут следующие книги и брошюры:

Бектабегов А. К. и Усачев В. В., **Стереофоиические знукосиниматели**, 3 л., 40 000 экз.

Вингрис Л. Т. и Скрин Ю. А., **Любительские конструкции многоголосиых музыкальных инструмеитов**, изд. 2-е, переработанное и дополиенное, 6 л., 40 000 экз.

Ганзбург М. Д., **Электродвигатели для магнитофонов** (Справочная серия), 1 л., 100 000 экз.

Дольник А. Г., **Громкоговорители** (Справочная серия), 2 л., 100 000 экз.

Журавлев А. А. и Мазель К. Б., **Преобразователи постоянного иапряжения**, изд. 2-е, переработанное и дополненное, 7 л., 50 000 экз.

Згут М. А., **Условные обозначения и радиосхемы**, 7 л., 100 000 экз.

Кубаркин Л. В. и Левитин Е. А., **Занимательная радиотехника**, изд. 3-е, дополнеиное, 14 л., 50 000 экз.

Лабутин В. К., **Мощные иизкочастотные транзисторы** (Справочная серия), 2 л., 100 000 экз.

Ложников А. П. и Сонин Е. К., **Каскодные усилители**, изд. 2-е, переработаиное и дополненное, 8 л., 50 000 экз.

Применение радиометодон в народном хозяйстве (Сборник описаний экспонатов всесоюзных выставок творчества радиолюбителей-конструкторов), Автоматизация производственных процессов и приборы производствениого коитроля, 8 л., 50 000 экз.

Метузалем Е. В. и Рыманов Е. А., **Телевизор «Старт»**, 6 л., 50 000 экз.

Ежегодиик Массовой радиобиблиотеки (Юбилейный 500-й выпуск МРБ), под общей редакцией Э. Т. Креикеля, 24 л., 50 000 экз.

Лугвин В. Г., **Элементы современной низкочастотной электроиики**, 7 л., 40 000 экз.

Сотников С. К., **Дальний прием телевидения**, 6 л., 150 000 экз.

Хайкин С. Э., **Электромагнитиые колебания и волиы**, 18 л., 50 000 экз.

Бурлянд В. А., **Что читать радиолюбителю**, 2 л., 60 000 экз. Библиографический справочник радиолюбительской литературы, рекомендуемой радиолюбителям различной подготовки. Содержит также обзор плана Массовой радиобиблиотеки на IV кв. 1964 г. и на 1965 г. Даются советы о порядке приобретения литературы.

* *
*

Издательство «Энергия» и редакция Массовой радиобиблиотеки книг не высылают. Книги Массовой радиобиблиотеки (МРБ) высылают наложенным платежом без задатка отделения «Книга — почтой». Оии имеются во всех республиканских, краевых и областных центрах СССР. Заказ следует адресовать так: название республиканского, краевого или областного центра, книготорг, отделению «Книга — почтой». В адрес «полевая почта» и «до востребования» высылка производится только по получении стоимости заказываемых книг и их пересылки. Рекомендуется заказывать книги МРБ по плану текущего года.

Книги Массовой радиобиблиотеки расходятся быстро, и поэтому выпуски прошлых лет давно уже все распроданы.

План МРБ и список крупнейших книжных магазинов по союзным республикам публикуются в брошюре «Что читать радиолюбителю».